elektor

n° 10
marzo 1980
L. 2.000 *

elettronica - scienza tecnica e diletto

Sintonia digitale

Giocando con il TV-Games...

Unità di riverbero digitale

Uno - zero per l'audio

R6500 ADVANCED INTERACTIVE MICROCOMPUTER
Rockwell
AIM 65
Interactive Microcomputer
R6500
HARDWARE MANUAL
AIM 65
USER'S
AIM 65
MONITOR PROGRAM LISTING
R6500
PROGRAMMING MANUAL
AIM 65
AIM 65
Rockwell

nuovo

LIRE 149.000 + IVA

DIMENTICA L'ANALOGICO

Il nuovo multimetro digitale FLUKE 8022A ha il prezzo di un buon tester analogico.
Acquistando un Fluke avrai però uno strumento indistruttibile con 6 funzioni, 24 scale, precisione controllata da un cristallo di quarzo e protezione totale anche nella scala degli ohms.
Compatto, leggero, robusto il Fluke 8022A è completo di cavetti speciali di sicurezza per misure in alta tensione.

Misura resistenze, tensioni e correnti continue ed alternate e prova i diodi.
Dimentica il tester analogico, non aspettare ulteriormente, regalati un Fluke digitale.

Passa al Digitale con FLUKE !

SISTREL
SOCIETÀ ITALIANA STRUMENTI ELETTRONICI S.p.A.

Via Timavo 66, 20099 SESTO S. GIOVANNI (Milano)
Tel. (02) 2485233 - Telex 320346
Via Giuseppe Armellini 39, 00143 ROMA. Tel. (06) 5915553 - Telex 680356
Via Cintia Parco S. Paolo 35, 80126 NAPOLI - Tel. (081) 7679700

☐ Inviatemi un'offerta
☐ Speditemi contrassegno N° .... Multimetri FLUKE 8022A a lire 149.000 + I.V.A. e spese di spedizione

NOME .... COGNOME .... TEL. ....

VIA .... CITTÀ ....

CAP .... DITTA .... REPARTO ....

EK 3/80

mod. 8022 A

elektor 10

anno 1, n° 10 marzo 1980

Direzione e Redazione:	Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. Tel.: 61.72.641 - 61.73.441
Editore JCE	
Direttore responsabile:	Ruben Castelfranchi
Redattore capo dell'ediz. internazionale:	Bob W. van der Horst
Redattore capo:	Giampietro Zanga
Segretaria di redazione:	Marta Menegardo
Staff di redazione:	J. Barendrecht, G.H.K. Dam, B. Develter, P.V. Holmes, E. Krempelsauer, G. Nachbar, A. Nachtmann, K. Walraven, P. de Winter.
Abbonamenti:	Patrizia Ghioni
Contabilità:	Franco Mancini, Roberto Ostelli, Maria Grazia Sebastiani

Amministrazione: Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Aut. Trib. di Milano n. 183 del 19-5-1979
Spedizione in abbonamento postale gruppo III/70
Concessionaria esclusiva per la distribuzione in Italia e all'estero dell'edizione italiana:
Sodip - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
Stampa: Elcograph - Beverate (Como)
Prezzo della rivista: L. 2.000
Numero arretrato: L. 3.000
Diritti di riproduzione
Italia: JCE, Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.
Francia: Societé des Publications Elektor sarl, Le Doulieu 59940 Estaires.
Inghilterra: Elektor Publishers Ltd, Canterbury, CT1 1PE Kent.
Germania: Elektor Verlag Gmbh, 5133 Gangelt
Olanda: Elektuur B.V., 6190 AB Beek

ABBONAMENTI

	Italia	Estero
Abbonamenti annuali	L. 19.000	L. 29.000

I versamenti vanno indirizzati a: J.C.E. - Via V. Monti 15 - 20123 Milano mediante l'acclusione di assegno circolare, cartolina vaglia o utilizzando il conto corrente postale n° 315275

CORRISPONDENZA

DT	= domande tecniche	P	= pubblicità, annunci
DR	= direttore responsabile	A	= abbonamenti
CI	= cambio indirizzo	SR	= segretaria di redazione
EPS	= circuiti stampati	SA	= servizio riviste arretrate

CAMBIO DI INDIRIZZO

I cambi d'indirizzo devono essere comunicati almeno con sei settimane di anticipo. Menzionare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo aggiungendo, se possibile, uno dei cedolini utilizzato per spedire la rivista. Spese per cambi d'indirizzo: L. 500

DOMANDE TECNICHE

Aggiungere alla richiesta una busta affrancata con l'indirizzo del richiedente; per richieste provenienti dall'estero, aggiungere, oltre alla busta non affrancata un coupon-risposta internazionale.

TARIFFE DI PUBBLICITA' (nazionali ed internazionali)

Vengono spedite dietro semplice richiesta indirizzata alla concessionaria esclusiva per l'Italia:

Reina & C. - Via Ricasoli 2 - 20121 Milano - Tel. 803.101 - 866.192 - TX: 320419 BRUS I

decodifica

Cosa è un TUN?
Cosa è un 10n?
Cosa è l'EPS?
Cosa è il servizio QT?
Perché la colpa di Elektor?

Tipi di semiconduttori

Esistono spesso notevoli affinità fra le caratteristiche di molti transistor di denominazione diversa.
E' per questa ragione che Elektor presenta nuove abbreviazioni per i semiconduttori comuni:

- 'TUP' o 'TUN' (Transistor Universale rispettivamente del tipo PNP o NPN) rappresentano tutti transistor bassa frequenza al silicio aventi le caratteristiche seguenti:

U_{CEO}, max	20 V
I_C, max	100 mA
h_{fe}, min	100
P_{tot}, max	100 mW
f_T, min	100 MHz

Ecco alcune versioni tipiche
TUN: le famiglie dei BC 107, BC 108, BC 109; 2N3856A, 2N3859,2N3860, 2N3904, 2N3947, 2N4124. Fra i tipi TUP si possono citare: le famiglie dei BC 177, BC 178, la famiglia del BC 179 a eccezione dei BC 159 e BC 179; 2N2412, 2N3251, 2N3906, 2N4126, 2N4291.

- 'DUG' e 'DUS' (Diodo Universale rispettivamente al Silicio e al Germanio) rappresentano tutti i diodi aventi le caratteristiche seguenti:

	DUS	DUG
$U_{R,max}$	25 V	20 V
$I_{F,\,max}$	100 mA	35 mA
$I_{R,\,max}$	1 µA	100 µA
$P_{tot,\,max}$	250 mW	250 mW
$C_{D,\,max}$	5 pF	10 pF

Ecco alcune versioni tipiche 'DUS': BA 127, BA 271, BA 128, BA 221, BA 222, BA 317, BA 318, BAX 13, BAY 61, 1N914, 1N4148.
E alcune versioni tipiche 'DUG': OA 85, OA 91, OA 95, AA 116.

- BC 107B, BC 237B, BC 5748, rappresentano dei transistori al silicio di una stessa famiglia, di caratteristiche pressoché similare, ma di qualità migliore l'uno dall'altro. In generale, in una stessa famiglia, ogni tipo può essere utilizzato indifferentemente al posto di un altro.

Famiglie BC 107 (-8 -9)

BC 107 (-8, -9), BC 147 (-8, -9), BC 207 (-8, -9), BC 237 (-8, -9), BC 317 (-8, -9), BC 347 (-8, -9), BC 547 (-8, -9), BC 171 (-2, -3), BC 182 (-3, -4), BC 382 (-3, -4), BC 437 (-8, -9), BC 414

Famiglie BC 177 (-8 -9)

BC 177 (-8, -9), BC 157 (-8, -9), BC 204 (-5, -6), BC 307 (-8, -9), BC 320 (-1, -2), BC 350 (-1, -2), BC 557 (-8, -9), BC 251 (-2, -3), BC 212 (-3, -4), BC 512 (-3, -4), BC 261 (-2, -3), BC 416.

- '741' può essere anche letto indifferentemente µA 741, LM 741 MCS 41, MIC 741, RM 741, SN 72741, ecc.

Valore delle resistenze e consensatori

Fornendo il valore dei componenti, le virgole e i multipli di zero saranno, per quanto possibile, omessi. Le virgole sono sostituite da una delle abbreviazioni seguenti, tutte utilizzate in campo internazionale:

p	(pico)	$= 10^{-12}$
n	(nano-)	$= 10^{-9}$
µ	(micro-)	$= 10^{-6}$
m	(mili-)	$= 10^{-3}$
k	(kilo-)	$= 10^{3}$
M	(menage-)	$= 10^{6}$
G	(giga-)	$= 10^{9}$

Alcuni esempi:
Valori delle resistenze
2k7 = 2,7 kΩ = 2700 Ω
470 = 470 Ω
Salvo indicazione contraria, le resistenze utilizzate negli schemi sono di 1/4 watt, al carbone, di tolleranza 5% max.
Valori di condensatori: 4 p7 = 4,7 pF = 0,0000000000047 F
10n = 0,01 µF
10^{-8} F
Le tensioni in continua dei condensatori diversi dagli elettrolitici si suppone che siano di almeno 60V; una buona regola è quella di scegliere un valore di tensione doppio di quello della tensione di alimentazione.

Punti di misura

Salvo indicazione contraria, le tensioni indicate devono essere misurate con un voltmetro di resistenza interna 20 kΩ/V.

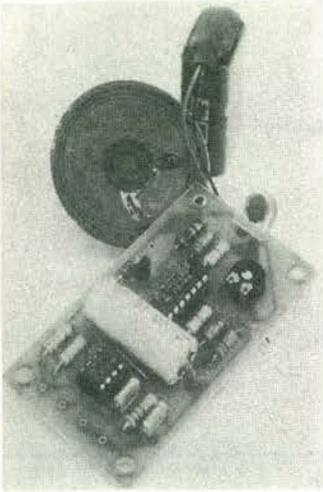
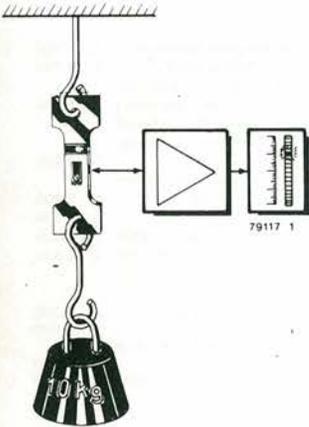
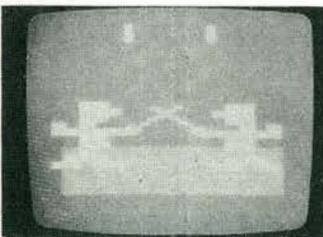
Tensione d'alimentazione

I circuiti sono calcolati per 220 V, sinusoidali, 50 Hz.

Servizi ai lettori

- **EPS** Numerose realizzazioni di Elektor sono corredate di un modello di circuito stampato. Nella maggioranza dei casi, questi circuiti stampati possono essere forniti forati, pronti a essere montati. Ogni mese Elektor pubblica l'elenco dei circuiti stampati disponibili sotto la sigla EPS (dall'inglese Elektor Print Service, servizio di circuiti stampati di Elektor).

Domande Tecniche

- I lettori possono porre delle domande tecniche relative agli articoli su Elektor, a loro scelta per iscritto o per telefono. In quest'ultimo caso, è possibile telefonare il lunedì dalle ore 14.00 alle 16.30. Le lettere contenenti domande tecniche devono essere indirizzate alla Sezione DT: per ricevere la risposta è necessario unire una busta affrancata con l'indirizzo del richiedente. Le lettere spedite da un paese diverso dall'Italia devono essere accompagnate da un coupon-risposta internazionale.
- **Il torto di Elektor**
Ogni modifica importante, aggiunta, correzione e/o miglioria a progetti di Elektor viene annunciata sulla rubrica 'Il torto di Elektor'.

Il disturbatore elettronico è come un grillo di notte: irritante. Un po' di minuti dopo aver spento la luce, lui comincia con il suo rumore. Appena il tempo di riaccenderla e guardare fuori e lui tace.

Il cuore del misuratore di sollecitazioni è l'assorbitore di sforzo che consiste in un lamierino di metallo adatto, sul quale sono montati quattro sensori a resistenza variabile collegati a ponte.

Ho giocato col TV games ... è una descrizione dei computer TV games, scritta da un principiante per i principianti. Una cosa è certa: con un po' di pratica, si possono progettare anche i programmi più sofisticati.

Sintonia digitale

Giocando con il TV-Games...
Unità di riverbero digitale
Uno-zero per l'audio

Visione dell'indicatore digitale descritto in questo numero. Tale indicatore può essere aggiunto alla maggior parte dei ricevitori commerciali o autocostruiti.

sommario

servizio dischi software

uP TV Games
four- in-a-row, surround, music box, fun and games, clock — **ESS 003** — **L. 4.800**

servizio circuiti stampati

giugno 1979

EPS 9453	generatore di funzioni semplice	L. 6.000
EPS 9453F	pannello per generatore di funzioni semplice	L. 4.850
EPS 9465	alimentatore stabilizzato a circuito integrato	L. 4.000
EPS 78041	tachimetro per la bicicletta	L. 2.800
EPS 1234	riduttore dinamico del rumore	L. 3.300
EPS 9743	comando automatico per il cambio delle diapositive	L. 2.500
EPS 4523/9831	le fotografie di Kirlian	L. 7.400
EPS 1473	simulatore di fischio a vapore	L. 3.650
EPS 1471	sintetizzatore di vaporiera	L. 3.400
EPS 9765	iniettore di segnali	L. 2.450

luglio/agosto 1979

EPS HB11+HB12	austereo: alimentatore + amplificatore HI-FI da 3W	L. 7.900
EPS HB13	austereo: preamplificatore	L. 8.300
EPS HD4	riferimento di frequenza universale	L. 5.500
EPS 9525	indicatore di picco a LED	L. 4.300
EPS 77005	distorsiometro	L. 5.900
EPS 77059	alimentatore 0-10V	L. 4.200
EPS 77101	amplificatore per autoradio da 4W	L. 3.300
EPS 9398+9399	preamplificatore preco	L. 10.500
EPS HB14	austereo: preamplificatore fono	L. 4.400

settembre 1979

EPS 9797	timer logaritmico per camera oscura	L. 5.800
EPS 9860	PPM: voltmetro di picco AC su scala logaritmica	L. 4.900
EPS 9817-1+2	voltmetro LED con UAA 180	L. 5.900
EPS 9970	oscillographics	L. 5.500
EPS 9952	saldatore a temperatura controllata	L. 4.900
EPS 9827	campi magnetici in medicina	L. 3.600
EPS 9927	mini-frequenzimetro	L. 6.900

ottobre 1979

EPS 9344-1 + 2	**Mini tamburo**	**L. 8.500**
EPS 9344-3	**generatore di ritmi IC**	**L. 4.500**
EPS 9948	**generatore sinusoidale a frequenze fisse**	**L. 6.000**
EPS 9491	**segnalatore per parchimetri**	**L. 3.500**
EPS 79026	**interruttore a battimano**	**L. 4.500**

novembre 1979

EPS 9401	equin	L. 7.800
EPS 79005	indicatore digitale universale	L. 5.500
EPS 9751	sirene	L. 4.500
EPS 9755-1-2	termometro	L. 9.800
EPS 9325	il "digibell"	L. 7.500
EPS 79075	microcomputer basic	L. 18.500

dicembre 1979

EPS 9987-1+2	amplificatore telefonico	L. 7.900
EPS 79006	gioco "prova forza"	L. 5.700
EPS 79073	costruzione del computer per TV Games (main board)	L. 38.000
EPS 79073-1-2	costruzione del computer per TV Games (power supply e keyboard)	L. 17.500
EPS 9906	alimentatore per micro-computer basic	L. 9.900
EPS 80024	"bus board"	L. 12.900
EPS 9885	scheda con 4k di RAM	L. 35.000
EPS 9967	modulatore TV UHF/VHF	L. 4.500

gennaio 1980

EPS 9984	fuzz-box variabile	L. 4.200
EPS 9965	tastiera ASCII	L. 16.000
EPS 9988	pocket "bagatelle" (gioco di destrezza)	L. 4.500
EPS 9985	contaminuti "chiocciante"	L. 6.300
EPS 9966	elekterminal	L. 17.000
EPS 79519	sintonia a tasti	L. 8.900

febbraio 1980

EPS 9974	rivelatore a prossimità	L. 6.500
EPS 79038	l'estensione delle pagine nell'elekterminal	L. 14.900
EPS 79088-1-2-3	il "digifarad"	L. 10.900
EPS 79514	gate dipper	L. 4.300
EPS 78003	lampeggiatore di potenza	L. 4.500
EPS 79077	semplici effetti sonori	L. 4.500
EPS 78087	chassis di media frequenza	L. 5.500
EPS 79082	decodificatore stereo	L. 5.800
EPS 79095	elekdoorbell	L. 11.000

marzo 1980

EPS 79019	generatore sinusoidale	L. 4.900
EPS 9913-1/2	unità di riverbero digitale	L. 15.000
EPS 79040	modulatore ad anello	L. 6.300
EPS 9753	biglia elettronica	L. 7.400
EPS 8002-1a/2a	sintonia digitale	L. 16.000
EPS 80016	disturbatore elettronico	L. 3.900

TUTTI I CIRCUITI E I DISCHI SOFTWARE DI ELEKTOR POSSONO ESSERE RICHIESTI CON SPEDIZIONE CONTRASSEGNO POSTALE UTILIZZANDO L'APPOSITA CARTOLINA ORDINE INSERITA IN QUESTA RIVISTA OPPURE PRESSO TUTTE LE SEDI GBC E I MIGLIORI RIVENDITORI. I TERMINI DI CONSEGNA SONO: ESS 90 gg. EPS 60 gg. DALLA DATA DI RICEVIMENTO DELL'ORDINE.

METRAWATT ITALIANA S.p.A.

20158 MILANO - Via Teglio 9 - Tel. 6072351 - Telex 332479 METRA I

METRAVO® 1H Il multimetro in tecnica professionale a basso costo

£. 32.900 + IVA 14% e spese sped.

Completo di borsa e cavetti con puntali

- ☐ Sicurezza elettrica e meccanica secondo norme VDE e DIN
- ☐ Boccole di collegamento con protezione contro contatti accidentali.
- ☐ 36 portate predisponibili tramite commutatore
- ☐ Scala a specchio
- ☐ Resistenza d'ingresso 20 kΩ/V
- ☐ Riparazioni estremamente semplici anche per "do it yourself"

Ci riserviamo di far spedire e fatturare il materiale da un nostro rivenditore qualificato

EK 3/80

OFFERTA VALIDA SINO AL 31-5-80

METRAWATT ITALIANA S.p.A.
20158 MILANO - Via Teglio, 9

Prego inviarmi in contrassegno N.______
MULTIMETR___ METRAVO 1H a L. 32.900 + IVA e spese spedizione

Nome/Cognome/Ditta ______________

Via ______________

C.A.P. ______________

Firma ______________

A proposito di componenti...

Molti lettori ci segnalano difficoltà nel reperire in Italia alcuni componenti utilizzati nei progetti di Elektor. Di seguito pubblichiamo un elenco di componenti reperibili presso le GBC riguardanti tali progetti.
Invitiamo anche altre aziende a pubblicare elenchi analoghi.
Dal prossimo numero l'elenco GBC sarà ulteriormente ampliato e continuamente aggiornato; costituirà un punto di riferimento importante per tutti i lettori. Anche le indicazioni sulla reperibilità dei componenti riguardanti il TV-Games, la Tastiera ASCII e l'Elekterminal saranno pubblicati sul prossimo numero.

CODICE COMPONENTE	CODICE GBC
INTEGRATI	
XR2206	YI/6870-00
L 130	YI/6165-50
LM 317K	YI/2992-50
4011	YI/0411-00
7413	YI/1193-00
TDA 2002	YI/6180-50
7490	YI/1270-00
3900=74195	YI/1405-00
CD 4013	YI/0413-00
CD 4017	YI/0417-00
CD 4040	YI/0440-00
UAA 180	YI/6819-00
4016	YI/0416-00
4066	YI/0466-00
78L05A	YI/2953-00
4093	YI/0493-00
4027	YI/0427-00
4049	YI/0449-00
CD 4023	YI/0423-00
CD 4020	YI/0420-00
TBA 625B	YI/5453-56
M 253AA	YI/3406-80
LF 357	YI/2895-00
TDA 1034D/NE5534	YI/6069-80
CA 3162 E	YI/0330-55
CA 3161 E	YI/0330-50
723 (DIL)	YI/3104-00
LM 324	YI/2997-00
7400	YI/1180-00
7442	YI/1222-00
74193	YI/1403-00
7473	YI/1253-00
74LS95	YI/1002-50
74LS08	YI/0959-00
74LS00	YI/0955-00
74LS155	YI/1032-50
LM 339	YI/3001-50
74LS139	YI/1024-50
74LS138	YI/1024-00
74LS251	YI/1080-50
74LS156	YI/1033-00
74LS258	YI/1084-00
CD 4099	YI/0499-00
CD 4053	YI/0453-00
74LS05	YI/0957-50
74LS04	YI/0957-00
74LS86	YI/0998-00

CODICE COMPONENTE	CODICE CGC
74LS113	YI/1011-50
74LS109	YI/1009-50
74LS136	YI/1023-00
74LS10	YI/0960-00
74154	YI/1364-00
4012	YI/0412-00
4050	YI/0450-00
CA3086	YI/0287-50
2120-1	YI/7420-00
74LS174	YI/1042-00
4081	YI/0481-00
4024	YI/0424-00
74LS163	YI/1036-50
74LS125	YI/1017-50
74LS192	YI/1051-00
74141	YI/1351-00
7447	YI/1227-00
723 CH	YI/310376
723 CN	YI/310401
79G KC	YI/659500
79G U1C	YI/659505
7805 UC	YI/300425
7805 KC	YI/300200
741 CN8	YI/310900
741 CN14	YI/310925
741 CH	YI/310875
709 CH	YI/309950
709 CN14	YI/309975
709 CN8	YI/310000
555 CN	YI/306076
555 CH	YI/306050
7812 UC	YI/300450
7812 KC	YI/300225
LF356 17	YI/289400
LF356 N	YI/289410
7805 UC	YI/300425
7805 KC	YI/300200
TRANSISTORI	
BC 108	YT/0858-20
BC 109	YT/0860-00
BC 178	YT/0998-25
BC 140	YT/0922-13
BC 160	YT/0962-30
BD 242	YT/2524-00
BU 142	YT/5442-00
BC 557 B	YT/1754-00

CODICE COMPONENTE	CODICE GBC
BC 141	YT/0923-90
BC 547 B	YT/1734-10
BC 108 B	YT/0858-40
BC 107 B o BC 547 B	YT/0855-50
BC 179 C	YT/1000-25
BC 109 C	YT/0860-55
2N1613	YT/7859-27
BC 547	YT/1733-90
BC 107	YT/0855-10
BC 177	YT/0996-40
BC 557	YT/1753-90
BC 559C	YT/1758-30
BC 557B	YT/1754-00
BC 177B	YT/0996-50
BF 494	YT/3884-00
BD 137-BD 139	YT/2310-10
BD 139	YT/2314-10
BD 140	YT/2316-20
BC 546B	YT/1732-00
BC 556A=B	YT/1752-00
BD 135	YT/2306-10
BC 517	YT/1671-00
2N 3055	YT/8219-76
BF 254	YT/3644-10
BF 255	YT/3645-00
BFY 90	YT/4640-10
BF 451	YT/3841-00
2N 2219	YT/8010-79
TUN	YT/085510
TUP	YT/099640
OPTO	
TIL 209	YO/1800-10
DIODI	
1N 4001	YD/4350-20
1N 4002	YD/4350-40
1N 4148	YD/4379-65
BA 127	YD/0240-00
1N 914	YD/3732-90
1N 4004	YD/4350-80
B40 C5000 40V	YD/0134-00
DUS	YD/437965
DUG	YD/233510

NEW

PRODOTTI ILP

HY30

L. 14.000

Amplificatore HY30

- Dissipatore integrale
- Cinque connessioni
- Nessun componente esterno

Applicazioni: HI-FI di media potenza
Amplificatori per chitarra

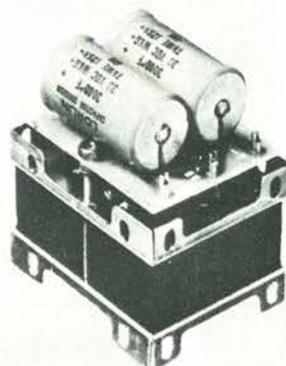
Sensibilità d'ingresso: 500 mV
Potenza d'uscita: 15 W RMS su 8 Ω
Distorsione: 0.02% a 1 kHz
Rapporto segnale/disturbo: 80 dB
Risposta di frequenza: 10 Hz ÷ 45 kHz 3 dB
Impedenza del carico: 4÷16 Ω
Impedenza d'ingresso: 100 kΩ
Alimentazione: ± 20 V
Dimensioni: 105 x 50 x 25

SM/6305-00

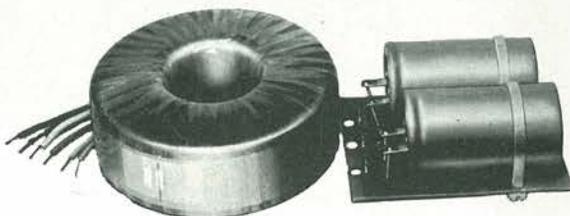
Alimentatore stabilizzato PSU 36

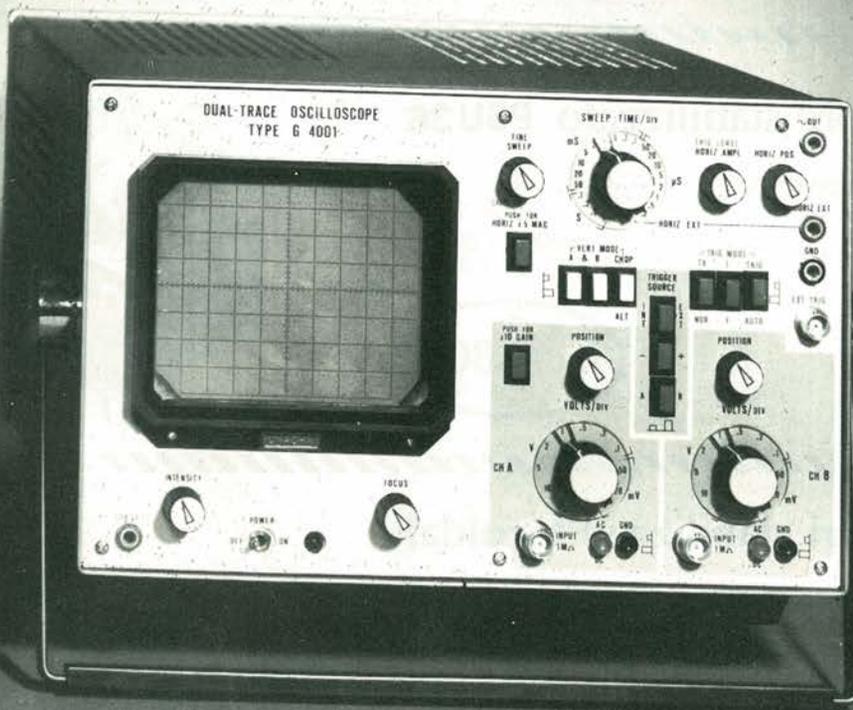
Per 1 o 2 amplificatori HY 30

Tensione di entrata:	220 V
Tensione d'uscita:	−20 0 +20
Secondario:	1 A

SM/6305-05

Alimentatori stabilizzati toroidali

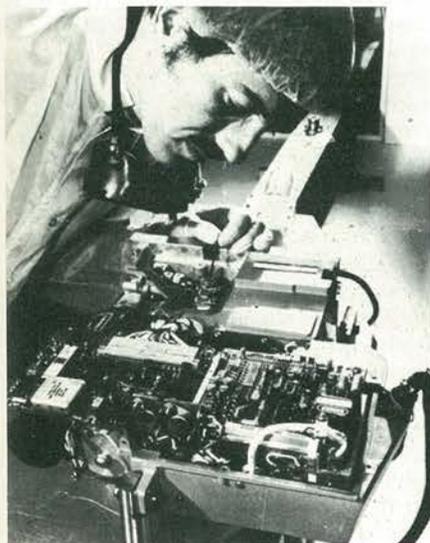
PSU 70 per 1 o 2 Amplificatori HY 120
PSU 90 per 1 Amplificatore HY 200
PSU 180 per 1 Amplificatore HY 400
o 2 Amplificatori HY 200

Tipo	Tens. Entrata	Tens. Uscita	Sec. A	Codice G.B.C.	Prezzo
PSU 70T	220 V	−35 0 +35	3	SM/6320-06	37.800
PSU 90T		−45 0 +45	2	SM/6330-06	42.000
PSU 180T		−45 0 +45	4	SM/6340-06	65.000

Distribuiti dalla GBC

oscilloscopio doppia traccia
G 4001 DT

banda passante 20 MHz

SELEKTOR

Laser compatto

La Hughes Aircraft Company ha messo a punto un dispositivo a laser che permette all'equipaggio dell'aereo da combattimento F-5F di localizzare ed indicare i bersagli di terra per le armi a guida laser. Questo compatto indicatore laser di bersaglio fa parte di un Sistema Designatore Bersagli a Laser ("Laser Target Designator System LTDS") progettato per poter essere alloggiato nel ridottissimo spazio che esiste fra il sedile posteriore ed il fianco sinistro della fusoliera dell'F-5F.

Durante le missioni l'operatore osserva i bersagli con un sistema telescopico ed aziona il designatore a laser. Il raggio laser dall'aereo raggiunge il bersaglio e viene riflesso come un fascio di luce. Le armi a guida laser captano la luce riflessa e seguendo i raggi si autoguidano sul bersaglio.

Carl Byoir & Associates Ltd.
via Borgospesso, 6
20121 Milano
Tel: 02/702.730

DAC CMOS ibrido a 12 bit

Il DAC 9349 annunciato dalla Hybrid Systems è un convertitore digitale/analogico completo a 12 bit, incapsulato in un package dual-in-line di larghezza doppia a 24 pin.
Il dispositivo non richiede alcun componente esterno e utilizza una logica CMOS a 15V. L'unità accetta anche livelli TTL/DTL.
Sono disponibili 5 ranges di uscita selezionabili mediante semplici collegamenti dei pin (da 0 a −5V, da 0 a −10V, ±2.5, ±5V e ±10V), partendo da

ingressi binari, offset binari o BCD.
Il funzionamento può avvenire o con un riferimento interno di precisione o con una sorgente esterna a −10V.
Il settling time nel peggiore dei casi è 15μs, e la linearità entro ±0,0125% viene conservata in tutto il range di temperatura da 0 a +70°C.
Il DAC 9349 richiede ±15V come alimentazione e ha un consumo massimo di 300 mW.

Tekelec Airtronic
Via G. Mameli, 31
20100 Milano
Tel: 02/7380641

Analizzatore di stati logici intelligente

Si tratta del Mod. 532 della Paratronics. Particolarmente progettato per i microprocessori della terza generazione (con dati ed indirizzi multiplexati sullo stesso bus) trova le principali applicazioni in ricerca, collaudo e soprattutto nel field service.
Quest'ultimo aspetto è stato particolarmente enfatizzato nel mod. 532 con le ridotte dimensioni (30×36×9 cm), il basso costo e l'interfaccia seriale.
Diventa così possibile, via modem e linee

telefoniche, l'analisi della macchina da sottoporre al test direttamente dalla fabbrica, mentre una ulteriore possibilità è quella di memorizzare su EPROM sequenze di eventi da poter poi essere analizzate in separata sede.
I 21 diversi modi di trigger permettono, tra l'altro, l'analisi dei dati prima o dopo del verificarsi o del non verificarsi di un evento atteso.
Poichè il mod. 532 è completamente programmabile è possibile inserire sequenze automatiche di test che possono essere eseguite da personale non particolarmente specializzato.
Il basso costo e le ridotte dimensioni sono stati ottenuti anche con l'eliminazione del display CRT ferma restando la possibilità di visualizzare i dati, oltre che sul display a LED incorporato, anche su un generico oscilloscopio.
Il mod. 532 è in grado di analizzare due gruppi di 16 canali indipendenti alla velocità di 12 Mbyte/s con 21 differenti modi di trigger ed una profondità di memoria di 250 parole per canale.

Vianello
Via L. Anelli, 13
20121 Milano
Tel: 02/544041

Sorgente di rumore a stato solido

L'incremento continuo delle attività di progettazione di amplificatori a stato solido, moduli e sistemi per microonde ha determinato la necessità di misure di figura di rumore più accurate. Le misure attuali presentano incertezze causate da disadattamento SWR (Standing Wave Ratio: rapporto d'onda stazionaria) della sorgente di rumore, cambiamento del parametro SWR dalla condizione di rumore inserito (ON) alla condizione di rumore disinserito (OFF), oltre che dalla accuratezza intrinseca del rapporto stesso di rumore in eccesso (ENR).
Nella strumentazione automatica tali incertezze potevano arrivare anche a ±2dB.
Il nuovo Noise Source (Sorgente di rumore) HP 346B (da 19 MHz a 18 GHz) presenta dei miglioramenti in due settori che contribuiscono a ridurre queste incertezze. Il parametro SWR è basso, 1,3 da 10 a 30 MHz; 1,15 da 30 MHz a 5 GHz; 1,25 da 5 a 18 GHz.
Il rapporto di rumore in eccesso (ENR) viene misurato individualmente per ciascuna sorgente a 20 frequenze cardinali e riportato su un grafico. La radice quadrata della somma delle incertezze al quadrato di questi punti di calibrazione ENR varia da ±0,1 dB a 10 MHz a ±0,19 dB a 18 GHz.

SELEKTOR

Il rumore in eccesso nominale è di 15,2 dB. L'alimentazione di comando per il 346 B può essere fornita dallo strumento HP modello 340B/340A Automatic Noise Meter (Misuratore automatico di rumore) quando viene impiegato con il modello 11711A Noise Source Adapter (Adattatore di sorgente di rumore). La tensione di alimentazione richiesta di 28 ± 1V permette alla maggior parte dei misuratori di figura di rumore non HP che si trovano comunemente impiegati nelle industrie di fornire l'alimentazione di comando compatibile con l'ingresso alimentazione BNC del 346B.
Si possono ottenere accuratezze di misura persino più elevate impiegando una tecnica di misura di potenza nuova per misurare il fattore "y" e un calcolatore da tavolo per far funzionare automaticamente gli strumenti e per calcolare la figura di rumore. Tale metodo impiega il Digital Power Meter (Misuratore digitale di Potenza) HP 436A e usa una tabella di correzioni per il rumore in eccesso derivata dai dati di calibrazione forniti con ciascuna sorgente di rumore. Con questa tecnica l'errore dovuto alla strumentazione può essere basso fino a

±0,04 dB. Grazie ad una migliore accuratezza ENR e ad un disadattamento inferiore, le incertezze totali possono essere inferiori a ±1,0 dB.

Hewlett - Packard
via G. di Vittorio, 9
20063 Cernusco S/N
Tel: 02/903691

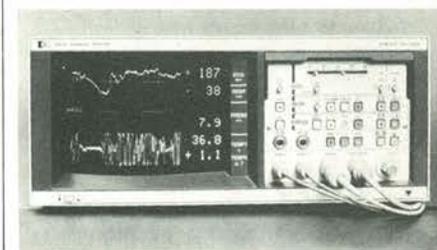
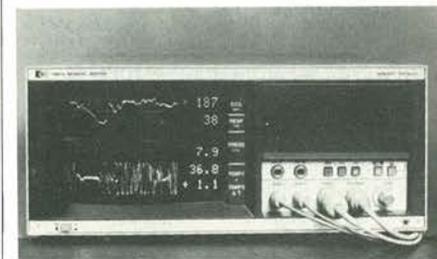
Traduttore a microprocessore

Si tratta del LEXICON LK 3000, un minicalcolatore programmabile che, grazie ad un modulo di base preprogrammato, consente di tradurre contemporaneamente sei lingue: l'inglese, il francese, il tedesco, l'italiano, lo spagnolo e il greco. È sufficiente per l'utente comporre una parola o una frase sulla tastiera alfanumerica dell'LK 3000, perchè il calcolatore ricerchi la parola esatta tra tutte le parole e le espressioni contenute nella sua memoria.

Oltre a tradurre, il LEXICON può svolgere altre funzioni, utilizzando i vari moduli a disposizione.
Per esempio, la versione LK 3900 può funzionare anche da calcolatrice classica, svolgendo anche le conversioni delle misure. È stata messa a punto anche una versione specifica per i giochi olimpici.
Il microprocessore del LEXICON LK 3000 ha una capacità equivalente a 30.000 transistori, inscritti in una superficie di 0,232 cm^2. Il chip Mostek utilizzato nella memoria ha una capacità di immagazzinamento di 65.536 bit.
Il display ha 16 caratteri alfanumerici a 16 segmenti a LED. La tastiera ha 33 tasti, di cui 31 a funzione doppia.
Il LEXICON LK 3000 funziona sia a rete che con una batteria ricaricabile al Ni-Cd, consuma solo 0,5 W e misura 95,3 × 156,3 × 31,8 mm.

Hanimex
1, rue Gay - Lussac
Z.I. de Gonesse
95500 Gonesse

Monitor per il monitoraggio dei neonati

La Hewlett-Packard ha introdotto uno strumento, progettato proprio in funzione dei neonati in condizioni critiche.
Diversamente dai sistemi di monitoraggio utilizzati nelle aree di cura intensiva di pazienti adulti e poi impiegati anche nelle applicazioni neonatali, il nuovo monitor HP è stato realizzato in funzione della fisiologia del neonato e per applicazioni nel monitoraggio ad alto rischio.
Il monitor neonatale HP 78801A misura quattro diversi parametri vitali: ECG/pulsazioni, respirazione, pressione del sangue e temperatura.
La forma d'onda e i dati numerici sono visualizzati fianco a fianco su di un ampio schermo (208 mm).
Il personale può scegliere uno dei due modi di visualizzazione: la presentazione di tipo convenzionale (25 mm/s) della forma d'onda o la variazione di tendenza del cardiorespirogramma (CRG).
La variazione di tendenza del CRG mostra la correlazione battito per battito del ritmo cardiaco con cambiamenti della respirazione.
La presentazione di due minuti e mezzo di andamento è di grande aiuto ai neonatologi per valutare lo stato attuale del paziente, e l'evoluzione della malattia
Per fornire un monitoraggio respiratorio affidabile, l'HP 78801A impiega una logica di sicurezza basata sul rilevamento degli atti respiratori irregolari e del loro confronto con la frequenza cardiaca per evitare ogni possibile confusione tra queste due grandezze fisiologiche.
Inoltre, il monitor non solo rileva ma conta ed accumula automaticamente il numero di episodi di apnea che si verificano.
Questo numero è importante e significativo nelle osservazioni a lungo termine e può essere visualizzato e azzerato premendo dei pulsanti.
Il monitoraggio della pressione è stato semplificato grazie all'impiego dello zero automatico ed alla possibilità di variare la scala di lettura.
È anche possibile usare un ingresso ausiliario per altri parametri provenienti da strumentazione esterna (esempio P02).
Questi parametri esterni vengono visualizzati alfanumericamente e consentono al personale di osservare come cambiano i livelli in relazione al battito cardiaco e alla respirazione.
Per registrare le forme d'onda e i dati numerici provenienti dal monitor, sia

dietro comando che automaticamente quando sopraggiunge un allarme, è possibile collegare dei registratori.
Un connettore d'uscita del sistema consente il facile interfacciamento a stazioni centralizzate e a sistemi computerizzati.

Hewlett-Packard
Via G. di Vittorio, 9
20063 Cernusco S/N
Tel: 02/903691

generatore sinusoidale

Nel numero di Elektor del mese di ottobre 79 abbiamo pubblicato il progetto di un generatore sinusoidale di elevate caratteristiche. Tuttavia, nei confronti delle esigenze del lavoro di sperimentazione, l'accuratezza fornita da tale circuito (ad esempio, una distorsione armonica inferiore allo 0,0025%), può risultare un lusso inutile e costoso.
Il circuito che qui descriviamo costituisce per così dire l'altra faccia della medaglia - è un semplice generatore sinusoidale, efficace e dal costo contenuto, la frequenza di oscillazione può essere variata con continuità all'interno di pressoché l'intero spettro audio; è facile da costruire e non richiede taratura.

L'idea di introdurre un circuito limitatore nell'anello di reazione di un oscillatore, per stabilizzare l'ampiezza del segnale prodotto, è stata utilizzata nel generatore sinusoidale già pubblicato su Elektor. Tale circuito è stato progettato per ottenere un fattore estremamente basso di distorsione armonica ed una elevata stabilità dell'ampiezza del segnale in uscita. Questo nuovo circuito, invece, è nato per soddisfare un diverso gruppo di esigenze. Ci è parso infatti che molti hobbisti avrebbero apprezzato un semplice generatore sinusoidale di basso costo, con la possibilità di variarne con continuità la frequenza di oscillazione, e che non richieda complesse procedure di messa a punto.

Schema a blocchi

Lo schema a blocchi del nostro generatore sinusoidale è in fig. 1. Un filtro selettivo è seguito da un circuito limitatore che taglia il livello del segnale a $+/-U_b$. L'uscita del limitatore è poi riportata all'ingresso del filtro, in modo da provvedere alle condizioni necessarie per l'oscillazione. Il circuito persisterà nell'oscillazione se il guadagno dell'anello di reazione è maggiore dell'unità. Per garantire che questa condizione sia sempre soddisfatta, nell'anello di reazione è introdotto un circuito amplificatore. Il circuito è costretto ad oscillare alla frequenza di risonanza del filtro, dato che solo in corrispondenza di tale frequenza i segnali in ingresso e uscita dal filtro sono in fase fra loro.
Il motivo per cui l'ampiezza del segnale in uscita da un circuito oscillatore di questo genere rimane costante, è stato spiegato dettagliatamente nell'articolo citato.

Per poter variare con continuità la frequenza di oscillazione, è necessario poter rendere sintonizzabile il filtro selettivo. Il Q del filtro, poi, varia inevitabilmente al variare della frequenza di risonanza, modificando di conseguenza il fattore di soppressione delle armoniche presenti nel segnale in uscita, e quindi alterando la purezza della sinusoide. D'altra parte, un certo peggioramento della purezza della sinusoide è conseguenza inevitabile della possibilità di avere una frequen-

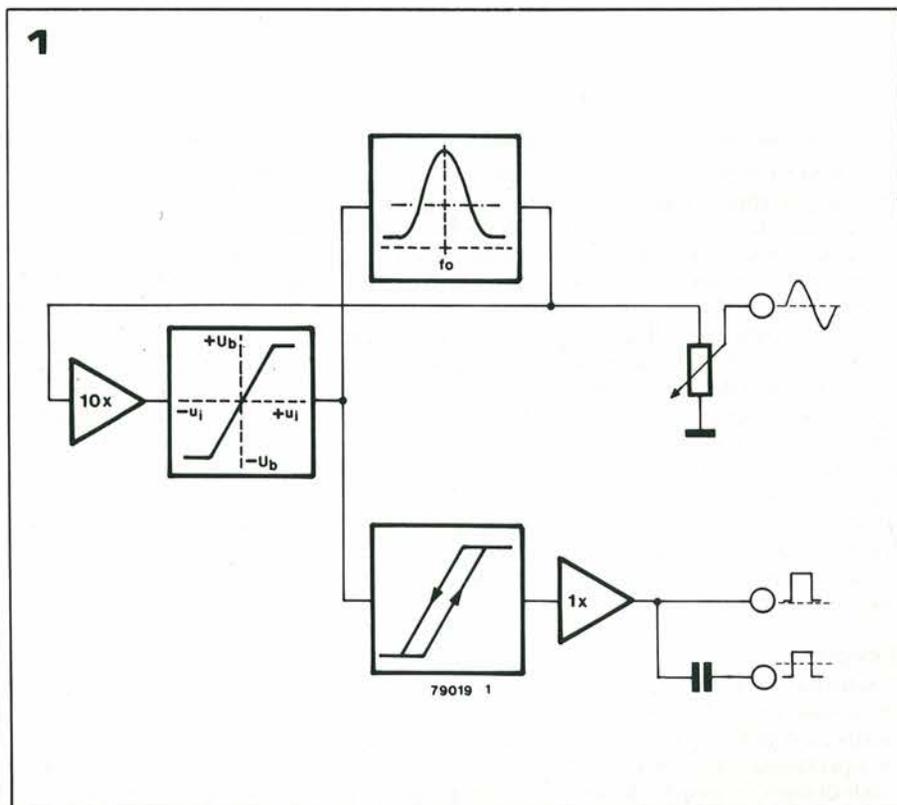
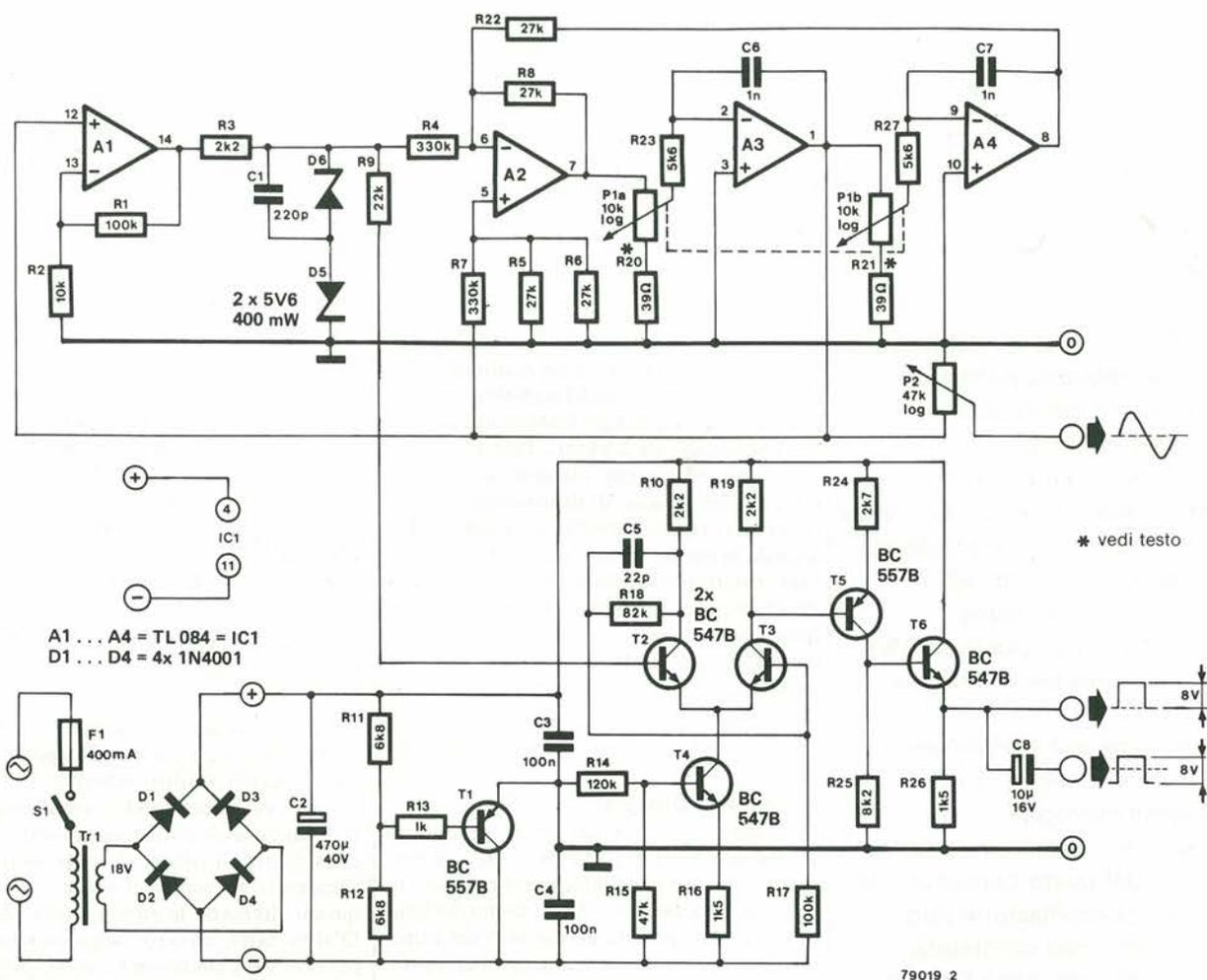



Figura 1. Diagramma funzionale del generatore sinusoidale.

za d'uscita variabile con continuità e, come abbiamo già espresso più sopra, la distorsione armonica del circuito è un fattore di secondaria importanza - entro certi limiti, naturalmente - in un progetto le cui caratteristiche principali sono il costo minimo e la massima semplicità. Il segnale all'uscita del circuito limitatore è una sinusoide tagliata, cioè un'onda di forma trapezoidale; tale segnale viene applicato ad un trigger di Schmitt il quale fornisce un segnale d'uscita di forma quadra con ciclo di lavoro del 50%. Il segnale generato dal trigger di Schmitt è poi applicato ad un buffer ed è disponibile su due uscite, simmetrico rispetto alla massa o con sovrapposta una certa componente continua.

Il circuito

Lo schema elettrico completo del generatore sinusoidale è riportato in figura 2. Il filtro selettivo è composto attorno agli amplificatori operazionali A2 ... A4; è del tipo "a variabile di stato" e comprende due integratori ed un amplificatore-sommatore. La frequenza di risonanza del filtro può essere modificata agendo sul potenziometro doppio P1. Risulta chiaro che quanto più simili, nel valore e nella tracciatura, sono le due sezioni del potenziometro, tanto migliore è la stabilità del segnale in uscita rispetto ai cambiamenti della frequenza di lavoro.

Il segnale presente sull'uscita dell'operazionale A3 viene applicato all'attenuatore P2 e dal cursore di questo all'uscita sinusoidale del generatore (il segnale sull'uscita di A3 è anche applicato all'ingresso del circuito limitatore, per chiudere l'anello di reazione).

A1 realizza un amplificatore non-invertente con guadagno 10, ed il segnale a valle di esso è limitato in ampiezza (12V picco-picco circa) dai diodi zener D5 e D6, e poi applicato all'ingresso del filtro selettivo.

Il segnale di forma trapezoidale presente ai capi dei diodi zener è anche applicato (attraverso R9) al trigger di Schmitt formato attorno ai transistori T2, T3 e T4; il segnale ad onda quadra che ne risulta è amplificato e reso su bassa impedenza dai transistori T5 e T6.

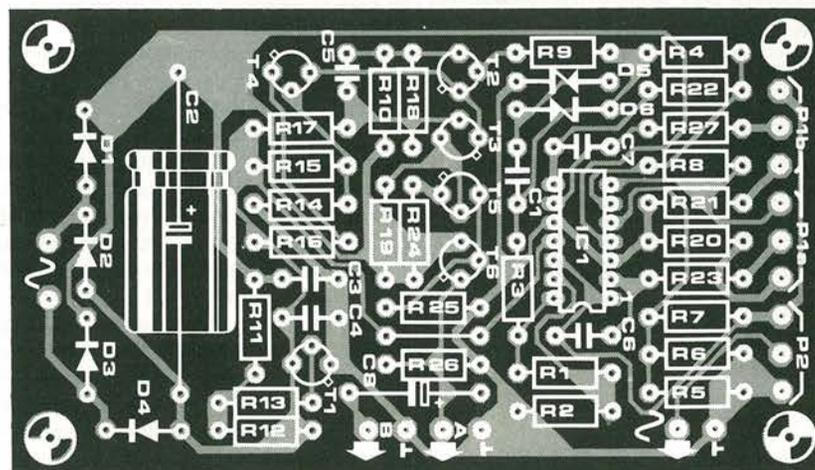
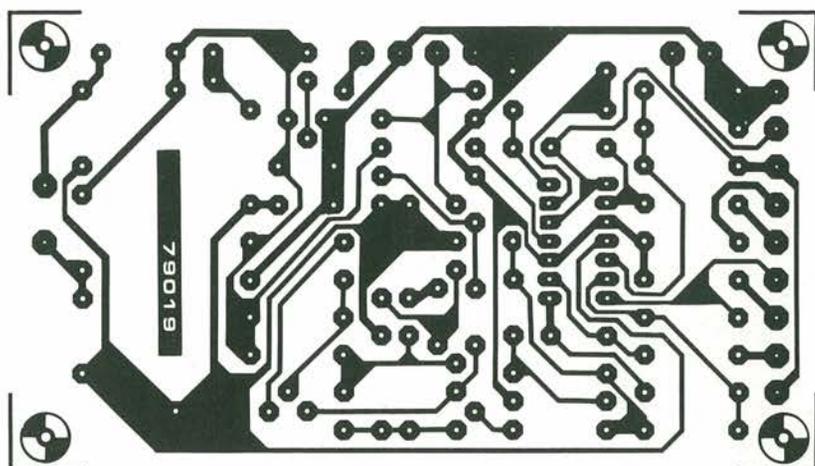
Il circuito richiede una sorgente di tensione continua a 24V per la sua alimentazione. Un punto di massa virtuale è creato attraverso R11, R12, R13 e T1, in modo da ottenere una semplice ma efficace alimentazione duale a ± 12V.

Realizzazione

La disposizione dei componenti e il disegno delle piste ramate della basetta stampata relativa al generatore sinusoidale sono mostrate in figura 3. È possibile dotare il contenitore di tre separati bocchettoni di uscita, oppure usare un unico bocchettone insieme ad un commutatore ad una via e tre posizioni.

Il circuito non richiede taratura. L'unica operazione che consigliamo di effettuare è modificare leggermente i valori di R20 e R21 per compensare la tolleranza dei componenti impiegati. L'intervallo delle frequenze di lavoro del generatore sinosuidale è circa 20 Hz-25 kHz. **L'ampiezza del segnale sinusoidale** prodotto rimane costante nell'interval-

Figura 2. Schema elettrico completo. L'ampiezza del segnale sinusoidale applicato all'uscita viene variata agendo sul potenziometro P2.

Figura 3. Disegno delle piste ramate e disposizione dei componenti sulla basetta relativa al generatore sinusoidale (EPS 79019). Esternamente alla basetta sono montati soltanto il trasformatore di alimentazione ed i due potenziometri.

Elenco componenti

Resistenze:
R1,R17 = 100 k
R2 = 10 k
R3,R10,R19 = 2k2
R4,R7 = 330 k
R5,R6,R8,R22 = 27 k
R9 = 22 k
R11,R12 = 6k8
R13 = 1 k
R14 = 120 k
R15 = 47 k
R16,R26 = 1k5
R18 = 82 k
R20,R21 = 39 Ω vedi testo
R23,R27 = 5k6
R24 = 2k7
R25 = 8k2
P1a/b = potenziometro doppio 10 k log.
P2 = potenziometro 47 k log.

Condensatori:
C1 = 220 p
C2 = 470 μ/40 V
C3,C4 = 100 n
C5 = 22 p
C6,C7 = 1 n
C8 = 10 μ/16 V

Semiconduttori:
T1,T5 = BC557B
T2,T3,T4,T6 = BC547B
IC1 = TL 084
D1 . . . D4 = 1N4001
D5,D6 = 5V6/400 mW

Varie:
S1 = Interruttore di rete, 400 mA

F1 fusibile 400 mA
trasformatore 18 V/50 mA

lo 150 Hz - 6 kHz circa; sopra i 6 kHz l'ampiezza del segnale tende ad aumentare, mentre diminuisce leggermente per frequenze di lavoro inferiori a 150 Hz. La distorsione armonica è inferiore all'1% in tutto l'intervallo delle frequenze di lavoro. Anche l'ampiezza del segnale quadrato (8 V_{pp} circa) è virtualmente costante in tutto l'intervallo. Il consumo di corrente dall'alimentazione è 12 mA circa. ◼

modulatore ad anello

Il modulatore ad anello è un particolare circuito che originariamente veniva impiegato nei sistemi per telecomunicazione, per la modulazione e la demodulazione dei segnali. Più recentemente, esso ha trovato un'interessante applicazione nel campo della musica elettronica ed oggi è infatti diffuso sia come modulo fondamentale nei sintetizzatori musicali, sia come pedale d'effetto per strumenti elettrici o elettrificati.

1

Un modulatore ad anello è in sostanza un moltiplicatore a quattro quadranti, cioé un circuito che moltiplica le due tensioni applicate all'ingresso, trascurando il loro segno, ed assicurando però che il prodotto abbia la corretta polarità.
Una tensione positiva moltiplicata per una tensione negativa darà una tensione negativa, mentre il prodotto fra due tensioni negative sarà positivo, ecc.
Come mai un circuito di questo genere interessa gli appassionati di musica elettronica? Una risposta esauriente può essere cercata a partire dalla seguente espressione matematica, che descrive il prodotto fra due sinusoidi: $\sin\alpha \cdot \sin\beta = {}^1/_2 \cos(\alpha - \beta) - {}^1/_2 \cos(\alpha + \beta)$.
Il coseno indica una sinusoide sfasata di 90°C. Allora, se moltiplichiamo fra loro due sinusoidi, otteniamo due nuove sinusoidi la cui frequenza è rispettivamente la somma e la differenza delle frequenze dei segnali originali. Va notato che questa affermazione è valida solo per segnali di forma sinusoidale, e non per altre forme d'onda.
Lo stesso effetto viene prodotto dalla combinazione di più segnali sinusoidali. Ad esempio, se la somma di due sinusoidi viene moltiplicata per una terza sinusoide, le tre frequenze in gioco si combineranno fra loro dando origine ad una serie di prodotti somma e differenza. La moltiplicazione di due segnali di forma sinusoidale è illustrata nella foto di figura 1. La traccia nella parte superiore dello schermo dell'oscilloscopio mostra uno dei segnali in ingresso, il quale viene moltiplicato per un secondo segnale di forma sinusoidale e di frequenza maggiore; il "risultato" dell'operazione è il segnale raffigurato nella parte inferiore della figura.

"Dissonanze"

La caratteristica più significativa di un modulatore ad anello è la sua capacità di sfruttare la relazione armonica fra note differenti. Ci spieghiamo meglio con un esempio. Supponiamo che due segnali di forma sinusoidale, le cui frequenze sono rispettivamente 2,5 e 4,5 kHz, siano applicati ad un ingresso del modulatore ad anello. Il rapporto fra le due frequenze è 5 : 9; in termini musicali, la nota risultante è all'incirca equivalente ad una settima inferiore (le due frequenze appartengono all'estremo più alto dello spettro musicale, ma il loro valore è stato scelto esclusivamente per semplificare l'esempio.
Se ora applichiamo al secondo ingresso del modulatore un terzo segnale di forma sinusoidale, la cui frequenza è 500 Hz, cosa apparirà all'uscita del modulatore?
Il segnale a 2,5 kHz, moltiplicato per quello a 500 Hz, produce due nuovi segnali le cui frequenze sono 2 e 3 kHz rispettivamente. Similmente, il segnale a 4,5 kHz, genera due nuovi segnali di 4 e 5 kHz. All'uscita del modulatore troviamo quindi quattro nuovi segnali le cui frequenze sono 2, 3, 4 e 5 kHz, cioé un accordo maggiore. La relazione musicale della settima inferiore è stata quindi trasformata in una relazione musicale differente, quella di un accordo maggiore.
Tuttavia, l'esempio rappresenta un caso originale, l'eccezione piuttosto che la regola: generalmente, infatti, frequenze musicalmente "significative" all'ingresso del modulatore non producono un accordo corrente, musicale all'uscita. Nella stragrande maggioranza dei casi, infatti, i segnali somma e differenza non hanno alcuna relazione armonica fra loro, e quindi il suono prodotto non è musicale: possiamo definirlo una "dissonanza".
Questo è poi particolarmente vero nel caso vengano applicate al modulatore forma d'onda complesse. La figura 2 illustra il prodotto fra un segnale di forma sinusoidale ed un segnale di forma quadrata. È cosa nota che una forma d'onda periodica non-sinusoidale può essere considerata come la somma fra una sinusoide della medesima frequenza fondamentale più un certo numero di armoniche della fondamentale stessa, cioé sinusoidi la cui frequenza è multipla della fondamentale. Ad esempio, un segnale a dente di sega alla frequenza di 1 kHz può essere considerato composto da sinusoidi alla frequenza di 1, 2, 3, 4, ... kHz. Le caratteristiche della nota risultante dipendono dall'intensità relativa delle armoniche componenti.
Se questo segnale a dente di sega viene applicato ad un ingresso del modulatore ad anello, e moltiplicato per un segnale sinusoidale puro, alla frequenza, ad esempio, di 300 Hz, vengono prodotti all'uscita del modulatore

Figura 1. La forma d'onda mostrata nella parte bassa della foto è il risultato della moltiplicazione della sinusoide indicata nella parte superiore per una sinusoide di frequenza maggiore.

Figura 2. Questa foto mostra il risultato (in basso) della moltiplicazione di un segnale ad onda quadra (in alto) per un segnale sinusoidale, impiegando un modulatore ad anello.

Figura 3. Diagramma funzionale del modulatore ad anello di Elektor.

una serie di segnali la cui frequenza è 0,7; 1,3; 1,7; 2,3; 2,7; 3,3; ... kHz. Il modulatore ha allora convertito il segnale a dente di sega ed il segnale sinusoidale in un insieme di segnali armonici che non hanno alcuna relazione musicale fra loro.

Se ora la sinusoide a 300 Hz è sostituita da un dente di sega della stessa frequenza, il segnale in uscita dal modulatore diviene ancora più complesso. Analizzando soltanto la parte inferiore dello spettro, troviamo infatti le seguenti frequenze: 100, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900, 1100, 1200, 1300, 1400, 1500, 1600, 1700 Hz. Ciascuno di questi segnali ha una propria ampiezza caratteristica; alcune frequenze tendono infatti ad essere esaltate, altre ad essere attenuate.

Data questa struttura armonica estremamente complessa, il segnale in uscita dal modulatore ha un timbro che ricorda una grande campana, un gong, o il suono di un oggetto metallico che percuote un altro oggetto metallico (il martello sull'incudine, ecc.). Questo effetto simile alle percussioni viene spesso usato dai compositori di musica elettronica.

Le possibilità di un modulatore ad anello possono essere poi maggiormente evidenziate se entrambi i segnali in ingresso sono modulati in frequenza. Il segnale risultante mostra incredibili variazioni sia nella tonalità (ammesso che si possa parlare di tonalità per questo genere di suoni) sia nella colorazione; e percorrerà tutta la gamma delle possibilità stridenti. Effetti estremamente interessanti possono poi essere ottenuti combinando segnali musicali con segnali di rumore; impiegando diverso tipo di filtri in unione con il modulatore; collegando più modulatori ad anello fra loro. Stockhausen (il noto compositore che non ha bisogno di presentazioni) ha scritto un pezzo per organo Hammond e quattro modulatori ad anello!

Duplicatore di frequenza

Il modulatore ad anello può essere però impiegato anche per ottenere effetti musicali "convenzionali", collegandolo come duplicatore di frequenza o moltiplicatore d'ottave (duplicare la frequenza di una nota musicale significa ovviamente "spostarla" di una ottava più in su).

Per ottenere questi risultati è sufficiente applicare il medesimo segnale ad entrambi gli ingressi di un modulatore ad anello. È chiaro che, qualunque sia la frequenza o la forma d'onda del segnale in ingresso, il segnale differenza avrà una frequenza di 0 Hz, cioé non comparità all'uscita, mentre il segnale somma avrà frequenza doppia rispetto al segnale in ingresso.

Se il modulatore viene usato come duplicatore di frequenza per segnali non sinusoidali o polifonici, l'elevato fattore di intermodulazione fra le armoniche componenti, produce un'interessante gamma d'effetti. Un'altra possibilità è elaborare uno dei due segnali in ingresso tramite un'unità di riverbero o di "phasing".

In ultimo, ricordiamo che un modulatore ad anello può essere usato come amplificatore controllato in tensione; è sufficiente a questo scopo applicare ad un ingresso la tensione di controllo ed all'altro il segnale che si intende modulare in ampiezza.

Il modulatore ad anello come strumento musicale

Abbiamo fin qui passato rapidamente in rassegna alcune delle possibili applicazioni "musicali" del modulatore ad anello.

È evidente che, come strumento musicale, esso sia di grande interesse per chi si occupa di musica sperimentale, data l'enorme varietà di effetti tonali diversi che esso può generare. Il modulatore ad anello è però uno strumento "difficile" che, affinché le sue possibilità vengano sfruttate completamente, richiede una profonda conoscenza ed una grande abilità da parte del musicista. Il suo impiego, comunque, è già oggi molto diffuso: come importante accessorio dei sintetizzatori musicali e nell'equipaggiamento "elettronico" di chitarristi o tastieristi.

Il modulatore ad anello non è un modulatore ad anello

Possiamo ora dedicarci interamente agli aspetti tecnici del circuito. Per prima cosa, è importante chiarire un equivoco che sfortunatamente continua ad esistere riguardo al vero nome del circuito in questione.

Il termine "modulatore ad anello" ("ring modulator" - in inglese) designa in effetti una particolare configurazione circuitale, che si comporta più o meno come un moltiplicatore a quattro quadrati (almeno per quanto riguarda le componenti alternative del segnale applicato), e che nei primi anni di vita della musica elettronica, veniva usato per realizzare questo particolare effetto.

Successivamente però, sono stati sviluppati nuovi circuiti in grado di soddisfare lo stesso scopo, con un comportamento elettrico nettamente migliore, e tali circuiti sono usati quasi esclusivamente nel campo della musica elettronica. La denominazione "modulatore ad anello" è comunque rimasta, probabilmente perché ai musicisti non interessa il contenuto di una certa "scatola d'effetto", ma soltanto l'effetto sonoro che essa produce.

Una denominazione tecnicamente più precisa per il circuito moltiplicatore impiegato nella maggior parte dei moderni modulatori ad anello è "doppio modulatore bilanciato". Si tratta di una configurazione circuitale piuttosto complessa, costruita attorno ad un certo numero di sorgenti di corrente controllate in tensione. Per fortuna, tale circuito è oggi disponibile in forma integrata: sono quindi sufficienti pochi componenti esterni per realizzare un modulatore ad anello adatto all'impiego musicale.

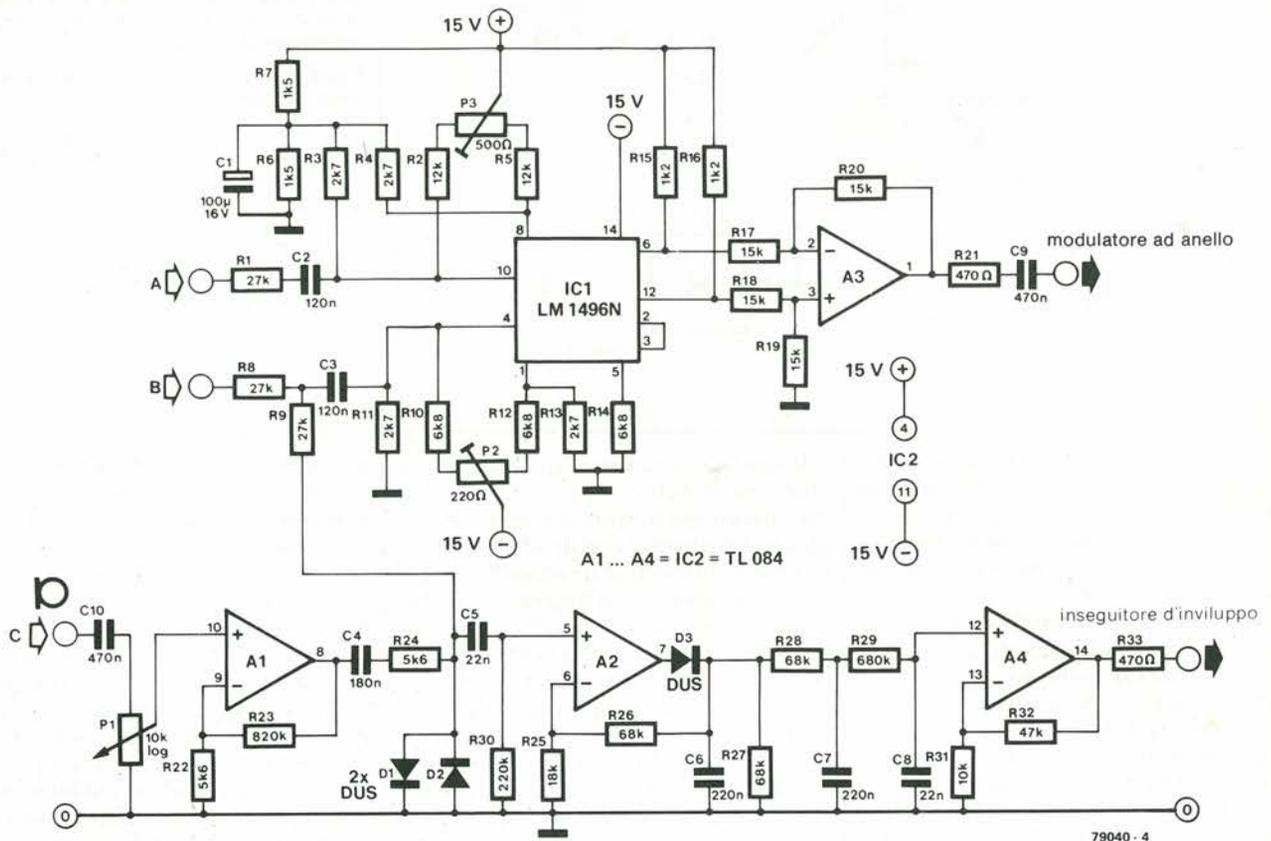
Descrizione del circuito

Lo schema a blocchi del modulatore ad anello di Elektor è mostrato in figura 3. Il modulatore ad anello vero e proprio (contrassegnato dalla lettera "X") dispone di tre diversi ingressi.

Entrambi gli ingressi A e B accettano segnali con livello massimo di circa 1,5 V piccopicco, e sono quindi compatibili con il sintetizzatore "Formant" di Elektor e con altri sintetizzatori commerciali.

L'ingresso C è invece preamplificato: il livello massimo di segnale applicabile è circa 10 mV; l'ingresso quindi è sufficientemente sensibile per la maggior parte dei microfoni e dei pick-up per chitarra.

Figura 4. Schema elettrico completo del circuito del modulatore ad anello. L'operazione di "modulazione ad anello" viene svolta dal doppio modulatore bilanciato contenuto in IC1.

Figura 5. Basetta stampata (EPS 79040) relativa al circuito di figura 4.

Una caratteristica del circuito è che gli ingressi B e C possono essere usati simultaneamente, ed i segnali ad essi applicati vengono sommati fra loro a monte del circuito modulatore.

Una parte accessoria del circuito (che non è funzionale al modulatore ad anello) consiste in un rettificatore di picco ed in un amplificatore, che funzionano come "envelope follower" (inseguitore di inviluppo). In uscita al circuito (livello massimo di segnale: circa 10 V pp) abbiamo quindi una forma d'onda che segue l'inviluppo del segnale applicato all'ingresso C e che può essere adeguatamente sfruttata se il circuito è usato in unione ad un sintetizzatore musicale.

Lo schema elettrico completo del circuito è riportato in figura 4. Il cuore del circuito è l'integrato IC1, doppio modulatore bilanciato, il cui compito è moltiplicare fra loro i segnali applicati agli ingressi. L'integrato qui impiegato è un LM 1496N prodotto dalla National. Per un funzionamento soddisfacente è richiesto un certo numero di componenti passivi esterni.

L'ampiezza del segnale applicato agli ingressi del modulatore bilanciato deve essere limitata; altrimenti c'è il pericolo che esso non venga sufficientemente attenuato e compaia quindi all'uscita. Per questo motivo i segnali provenienti dagli ingressi A e B attenuati dai partitori resistivi R1/R3 e R8/R11 a circa 150 mV pp. Misurata all'uscita, la reiezione del segnale in ingresso è di circa 50 dB, in queste condizioni. Il fattore di reiezione può essere ottimizzato con un accurato bilanciamento del modulatore, agendo sui trimmer di taratura P2 e P3.

Il partitore R6/R7 fornisce la tensione di polarizzazione per i pin 8 e 10 dell'integrato; tutti gli altri resistori assicurano le corrette correnti di polarizzazione. L'ampiezza del segnale in uscita è stata stabilita a 1,5 Vpp nominali, in accordo con lo standard scelto per il "Formant". L'amplificatore operazionale A3 funge semplicemente da buffer differenziale a guadagno unitario.

L'ingresso C del circuito, come abbiamo detto, è stato previsto per il collegamento diretto di microfoni o pick-up per chitarra. La sensibilità dell'ingresso può essere stabilita al valore conveniente agendo sul regolatore di livello P1; il segnale in uscita dallo stadio preamplificatore (op-amp A1) viene applicato al modulatore (tramite R9) ed al circuito "envelope follower" (tramite C5). I diodi D1 e D2, connessi in antiparallelo, limitano la massima ampiezza del segnale presente all'uscita dello stadio preamplificatore.

L'amplificatore operazionale A2, con D3 e C6, forma un rettificatore di picco; la tensione in uscita del rettificatore è poi applicata ad in filtro passa-basso passivo (R28, C7, R29 e C8) con frequenza di taglio di circa 10 Hz, e quindi allo stadio amplificatore non-invertente realizzato attorno ad A4. Disponiamo così all'uscita del circuito (marcata con "envelope follower") di una tensione variabile fra circa 0 e 10 V, la cui forma d'onda indica l'inviluppo del segnale in ingresso.

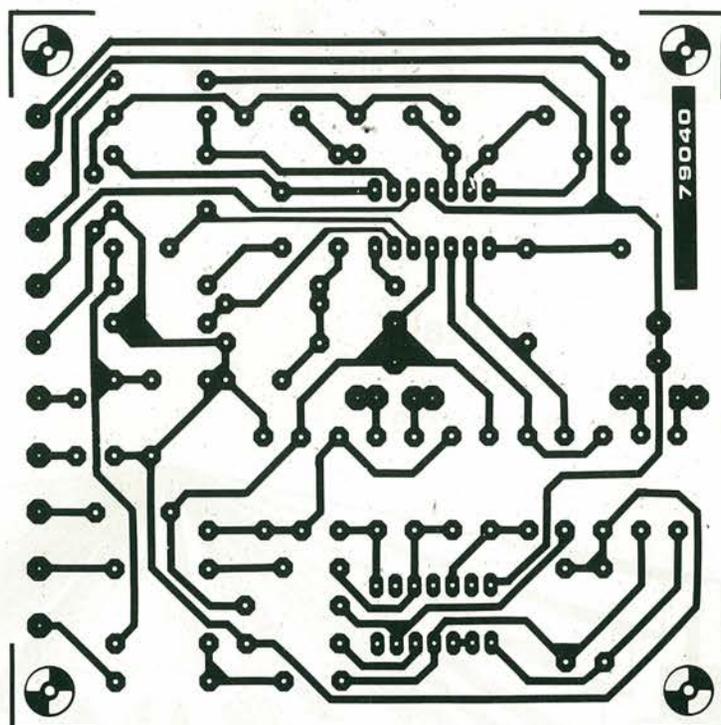
Per ordinare i circuiti stampati e i dischi software, utilizzate l'apposita cartolina inserita nella rivista

Per ordinare i circuiti stampati e i dischi software, utilizzate l'apposita cartolina inserita nella rivista

Elenco componenti:

Resistenze:
R1,R8,R9 = 27 k
R2,R5 = 12 k
R3,R4,R11,R13 = 2k7
R6,R7 = 1k5
R10,R12,R14 = 6k8
R15,R16 = 1k2
R17 . . . R20 = 15 k
R21,R33 = 470 Ω
R22,R24 = 5k6
R23 = 820 k
R25 = 18 k
R26,R27,R28 = 68 k
R29 = 680 k
R30 = 220 k
R31 = 10 k
R32 = 47 k
P1 = potenziometro 10 k log
P2 = trimmer potenziometrico 220 Ω (250 Ω)
P3 = trimmer potenziometrico 500 Ω

Condensatori:
C1 = 100 µ/16 V
C2,C3 = 120 n
C4 = 180 n
C5 = 22 n
C6,C7 = 220 n
C8 = 22 n
C9,C10 = 470 n

Semiconduttori:
IC1 = LM 1496N (National) o MC 1496P (Motorola)
IC2 = TL 084
D1 . . . D3 = DUS

Realizzazione pratica e taratura

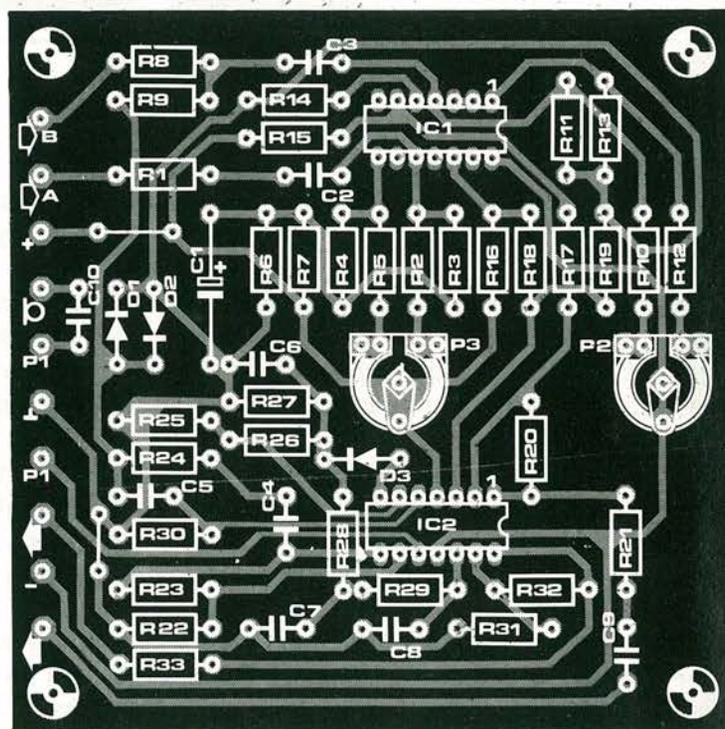
Il circuito di figura 4 può essere montato su una apposita basetta stampata (EPS 79040), di cui riportiamo in figura 5 il disegno delle piste ramate e la disposizione dei componenti.

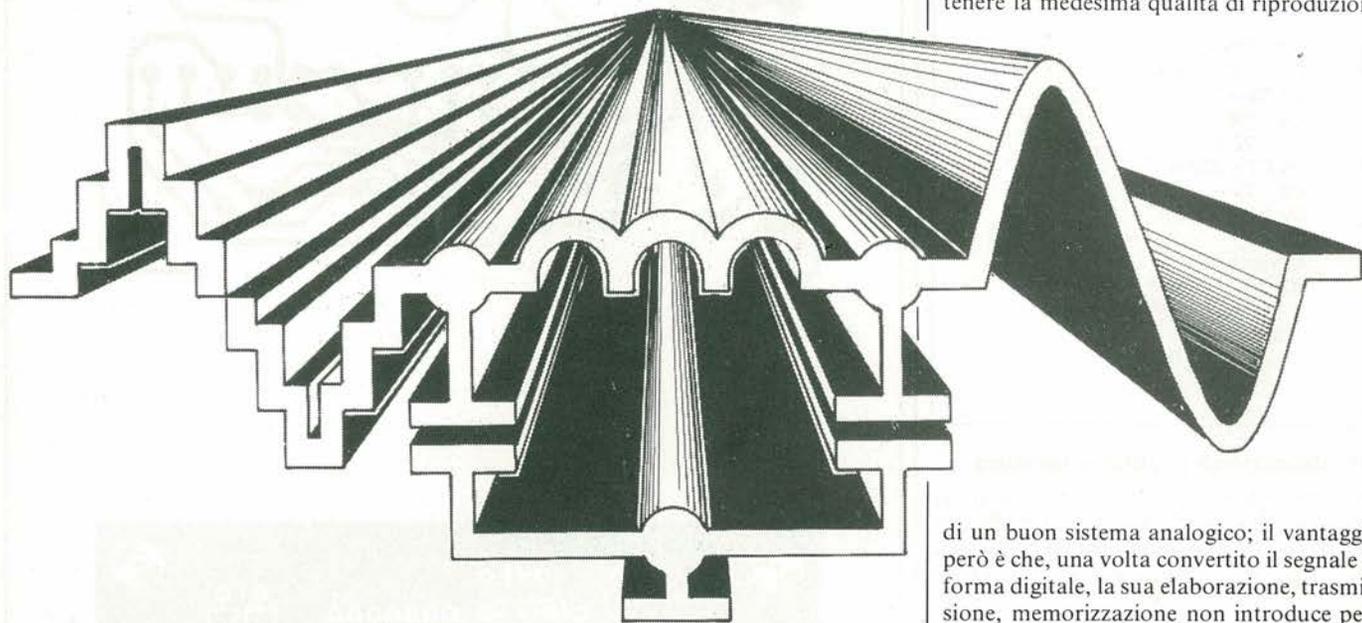
Uno stretto equivalente dell'integrato LM1496N è l'MC 1496P prodotto dalla Motorola. Un altro integrato circuitalmente simile allo LM1496N è l'S5596 della Signetics; purtroppo però quest'ultimo integrato ha una zoccolatura differente, e quindi non può essere montato sulla basetta di figura 5.

Le tensioni di alimentazione sono +5 e −5 V continui; il consumo in corrente è molto basso, e si aggira intorno a poche dozzine di milliampere.

La taratura del circuito è estremamente semplice: applichiamo un segnale audio all'ingresso A del circuito, e regoliamo i trimmer P3 finché il segnale in uscita abbia la minima intensività possibile. Ripetiamo l'operazione applicando un segnale all'ingresso B e regolando questa volta il trimmer P2 per lo stesso risultato. Le due regolazioni sono leggermente interdipendenti, per cui è consigliabile ripetere alcune volte tutta la procedura.

Il circuito è poi pronto per l'uso, e gli appassionati di sperimentazione musicale possono prepararsi a spiccare il volo in un viaggio entusiasmante alla ricerca di nuove dimensioni musicali ...

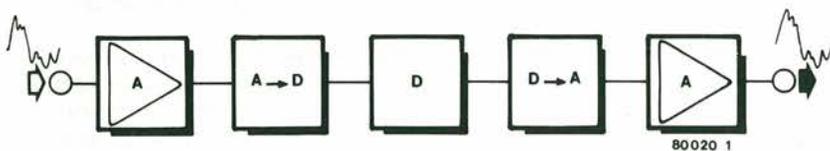
5

Uno-zero per l'audio

Elaborazione digitale dei segnali audio: cosa, come e perché.

I sistemi digitali presentano un grande vantaggio rispetto a quelli analogici: possono sopportare livelli altissimi di interferenza senza che vengano deteriorate le informazioni in essi contenute. Di fronte agli incredibili sviluppi della tecnologia digitale, i progettisti di settori tradizionalmente analogici dell'elettronica (ad esempio la registrazione su nastro di segnali audio, o la loro trasmissione su linee di grande lunghezza) si sono visti costretti ad abbattere la barriera che li divideva dal "mondo digitale" e a guardare con interesse alle possibilità che esso offriva.
L'introduzione dell'elaborazione digitale dei segnali audio ha comunque destato sorpresa e problemi sia da una parte sia dall'altra: i progettisti digitali hanno scoperto che solo spingendo al massimo la propria tecnologia essi potevano raggiungere le prestazioni standard fornite dai sistemi analogici; dall'altra parte, però, i progettisti analogici non smettono di meravigliarsi nello scoprire che un apparecchio digitale possa essere incluso nei cosiddetti "sistemi ad alta fedeltà". In questo articolo prenderemo in considerazione entrambi gli atteggiamenti. Come può un circuito digitale rispondere così bene ai requisiti richiesti per la corretta riproduzione del suono, e perchè è così difficile la sua realizzazione pratica?

Vi sono alcune differenze fondamentali fra i sistemi analogici ed i sistemi digitali. Un sistema analogico (facciamo un esempio molto semplice: un transistore connesso come "emitter follower") può manipolare facilmente un segnale - una tensione - che varia con continuità, assumendo ogni valore possibile fra un massimo ed un minimo definiti. Il sistema introduce un fattore estremamente contenuto di distorsione (meno dello 0,1%) ed una quantità estremamente ridotta di rumore. Tuttavia, è impossibile eliminare il segnale di rumore aggiunto e quindi, man mano che aumenta il numero degli stadi connessi a catena fra loro (in serie), la qualità della riproduzione progressivamente peggiora.
Un sistema digitale, d'altro canto, richiede un "databus" di almeno 12 o 16 bit per trasmettere la medesima informazione.
Non importa però quanto è lungo il percorso che tale informazione deve compiere, la qualità del segnale rimane invariata.
Occorre un sistema molto complesso per ottenere la medesima qualità di riproduzione di un buon sistema analogico; il vantaggio però è che, una volta convertito il segnale in forma digitale, la sua elaborazione, trasmissione, memorizzazione non introduce peggioramento alcuno nella qualità di riproduzione.
È questo il motivo principale dell'interesse destato dalle apparecchiature digitali per la riproduzione sonora!
I principali interrogativi che nascono a fronte di questa nuova impostazione del problema sono ora abbastanza evidenti: come può la tecnologia digitale essere applicata alle apparecchiature audio; quale è la massima fedeltà ottenibile, in teoria ed in pratica, e quale il rapporto costo/prestazioni?
Le risposte a queste ed altre domande dipendono in larga misura dal blocco circuitale che costituisce il "cuore" del sistema: il convertitore da analogico a digitale.

La conversione da analogico a digitale

Un sistema digitale per applicazioni audio comprende cinque distinte sezioni circuitali: un circuito analogico d'ingresso, un convertitore A/D, le unità di memorizzazione e/o elaborazione del segnale digitale, un convertitore D/A (da digitale a analogico) ed un circuito analogico d'uscita (vedi la figura 1).

1

In un sistema audio digitale, lo stadio analogico d'ingresso (A) è seguito dal convertitore da analogico a digitale (A/D). Il segnale audio, ora in forma digitale (D), viene applicato ai circuiti digitali di elaborazione o memorizzazione. La catena viene completata da un convertitore da digitale a analogico (D/A) e da uno stadio analogico d'uscita.

Non importa che tecnologia è usata nei due stadi di conversione; la loro funzione sostanziale è sempre la stessa: "tradurre" un segnale analogico (ad es., un segnale audio) in un segnale digitale equivalente e viceversa. Il "segnale digitale equivalente" è composto da una rapida successione di numeri binari (o "parole", come spesso vengono chiamate dagli esperti); ciascuna "parola" rappresenta il valore di tensione assunto dal segnale analogico in un dato istante.
"Un dato valore di tensione" ... "un dato istante" ... queste due affermazioni probabilmente riassumono tutte le principali differenze fra un sistema analogico ed un sistema digitale. Ma consideriamole più attentamente.
Un segnale analogico può assumere un'infinità di valori di tensione compresi fra un certo livello massimo ed un certo livello minimo (questi estremi dipendono unicamente dal tipo di sorgente). In teoria, quindi, esso può assumere un numero infinito di diversi livelli di tensione: 0,12345 V è diverso da 0,12346 V; e 0,123455 V è un valore intermedio fra quelli considerati ... In pratica, c'è un limite all'infinità teorica di valori possibili, quindi c'è un limite alla precisione con la quale è possibile definire un segnale analogico. Tale limite è dato da un fenomeno tipico dei sistemi analogici che non può essere soppresso: il rumore. Supponiamo ad esempio che il livello del rumore analogico sia dell'ordine di 0,0001 V (cioè, 0,1 mV). La differenza fra i due valori di tensione sopra considerati verrà "cancellata" dal rumore: un segnale con valore teorico di 0,1234000 ... V nella pratica si manifesta come un segnale il cui valore è compreso fra 0,1233 V e 0,1235 V - in relazione appunto al livello assunto dal segnale di rumore in ogni particolare istante.

In modo simile, possiamo dimostrare che un segnale in uscita dal nostro sistema di esattamente 0,1234 V è prodotto da un segnale in ingresso il cui valore è compreso fra 0,1233 V e 0,1235 V. Ogni livello del segnale in uscita "rappresenta" un intervallo di possibili valori assunti dal segnale in ingresso.

Un fenomeno simile si manifesta nei sistemi digitali - ma le sue cause sono profondamente diverse! Come abbiamo affermato più sopra, ciascuna "parola" del sistema rappresenta un particolare livello di tensione. In un dato sistema, il numero di "parole" è limitato: ad esempio, in un sistema a 12 bit, i numeri binari si estendono da 000 000 000 000 a 111 111 111 111: sono quindi possibili 2^{12} (4096) diverse "parole". 4096 "parole" rappresentano 4096 diversi livelli di tensione, non uno di più - rispetto agli infiniti livelli permessi in un sistema analogico!
L'unica soluzione è suddividere l'intervallo di tensione entro cui varia il segnale analogico in un numero di sottointervalli (passi) pari al numero delle "parole" permesse.
Supponiamo ad esempio che un segnale analogico, il cui valore di tensione è compreso fra +2 e −2 V, debba essere immagazzinato in un sistema digitale a 12 bit; ciascuna "parola" digitale rappresenterà un sottointervallo dell'ampiezza di 1 mV circa.
Tutte le tensioni in ingresso comprese, ad esempio, fra 1,022 e 1,023 V verranno rappresentate dal medesimo numero binario.
Questo processo si chiama "quantizzazione", e l'imprecisione che esso comporta (un dato livello di tensione analogico può essere rappresentato con una precisione di ±0,5 mV, per rimanere nell'esempio fatto sopra) è conosciuta come "errore di quantizzazione" o "rumore di quantizzazione", dato che il suo effetto pratico è simile a quello prodotto dal rumore analogico.
Tutto questo per quanto riguarda i "livelli di tensione".
La seconda cosa che dobbiamo discutere è cosa significhi l'affermazione "ad un dato istante". Un segnale analogico varia con continuità nel tempo: può assumere il valore 1,000 V in un dato istante, ma può assumere un valore maggiore o inferiore una frazione di secondo più tardi.
È stato dimostrato, tuttavia, che è sufficiente "campionare" il segnale analogico ad una velocità relativamente alta affinchè non vada persa l'informazione che esso contiene. In altre parole, se il livello di tensione assunto dal segnale viene misurato ad intervalli sufficientemente brevi di tempo, è possibile ricostruire poi il segnale a partire dalle relazioni in questo modo stabilite fra "livello" e "tempo".
Teoricamente, la frequenza di "campionamento" deve essere almeno il doppio della più alta frequenza presente nel segnale che deve essere campionato. Ad esempio, se un sistema digitale deve elaborare segnali audio compresi nella banda 20 Hz - 20 kHz, la frequenza di campionamento deve essere almeno 40 kHz. In pratica la frequenza di campionamento è di molto superiore, per evitare un certo numero di spiacevoli "effetti collaterali" - ma di questi parleremo più avanti.

Un diagramma funzionale

I principi fondamentali dei sistemi audio digitali, descritti finora, possono essere riassunti nel diagramma funzionale di figura 2.
Il segnale in ingresso (analogico) passa innanzitutto attraverso un filtro passa-basso, il cui compito è sopprimere le componenti del segnale la cui frequenza è superiore alla metà della frequenza di campionamento. Il segnale viene poi "campionato": il suo livello istantaneo viene misurato e "memorizzato" ad intervalli di tempo costanti (ad esempio, ad intervalli di 25 μsec. - corrispondenti ad una frequenza di campionamento di 40 kHz).
Ciascun "campione" di livello viene poi convertito nella corrispondente "parola" digitale. Fin qui abbiamo che il segnale analogico in ingresso è stato convertito nella rapida successione di numeri binari. Trascurando (per ora) i problemi pratici connessi alla realizzazione dei circuiti compresi in ciascun blocco funzionale, in questo spezzone della catena le uniche cause (teoriche) di impoverimento della qualità del segnale sono: il filtro passa-basso all'ingresso (che limita la banda passante) ed il processo di conversione A/D che introduce il cosiddetto "rumore di quantizzazione".
È ora disponibile un segnale di tipo digitale. Sotto questa forma, il segnale audio è divenuto estremamente tollerante nei confronti delle interferenze: può ora sopportare un livello estremamente alto di distorsione o di interferenza, e l'unico limite è la possibilità di riconoscere ciascuna cifra binaria. La "rapida successione di numeri binari" può così essere ora memorizzata su nastro, ritardata, trasmessa su lunghe linee, ecc. e nella maggior parte dei casi contiene tutte le informazioni necessarie per "ricostruire" un segnale digitale "pulito", identico a segnale digitale originale.
Se il segnale digitale all'uscita del processo, dopo essere stato "ricostruito" liberandolo da livelli eccessivi di interferenza, viene applicato ad un convertitore D/A e successivamente ad un filtro passa-basso, esso produce un segnale di tipo analogico.
È ovvio, per quanto detto finora, che tale segnale analogico non potrà mai essere identico al segnale analogico applicato all'inizio del processo. Sempre trascurando i problemi pratici, l'errore di quantizzazione è un limite teorico del processo, che può essere ridotto ma non eliminato.

2

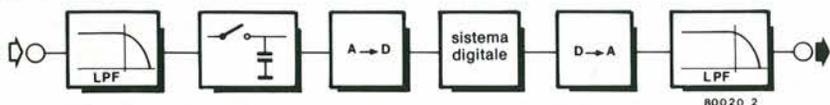
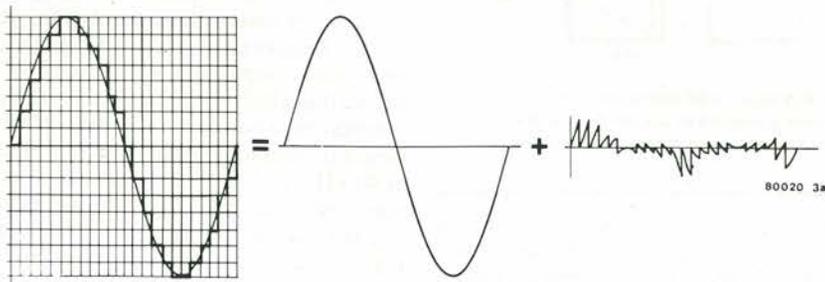
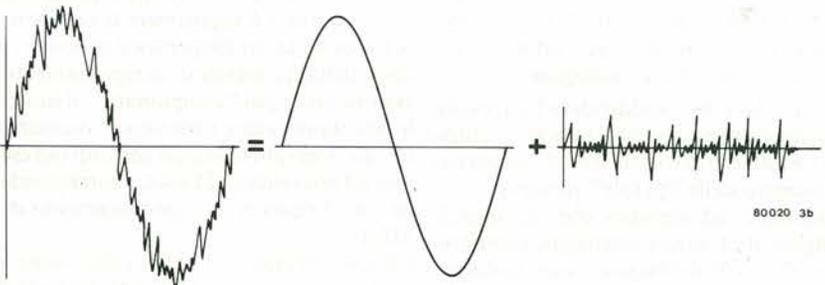



Diagramma funzionale di un sistema audio digitale completo. Per poter sfruttare al massimo le possibilità offerte dal sistema digitale vero e proprio (al centro della figura), occorre aggiungere gli altri cinque blocchi funzionali. Di conseguenza occorre tener presente che questi cinque blocchi funzionali, in pratica, introducono distorsione e rumore.

3

a

Un segnale "quantizzato" è equivalente al segnale desiderato (una sinusoide) più un segnale d'"errore".

b

In modo analogo, un normale segnale analogico è la somma del segnale desiderato e di una certa quantità di segnale di rumore.

Il rumore di quantizzazione

Se il segnale analogico in ingresso è un segnale musicale ad alto livello, l'effetto udibile prodotto dalla quantizzazione è simile al rumore bianco. Il rapporto apparente fra segnale e rumore è quindi determinato dal numero degli "intervalli di quantizzazione" in cui è stata suddivisa la dinamica permessa al segnale analogico di conseguenza, dal numero di bit impiegati dal sistema. Ciò è mostrato in figura 3; la figura 3a mostra il segnale in uscita da un sistema a 4 bit (16 passi di quantizzazione): questo segnale può essere interpretato come la sovrapposizione fra il segnale desiderato (una sinusoide) ed il segnale d'errore.

Per confronto, la figura 3b mostra il segnale in uscita da un sistema analogico: esso è la sovrapposizione fra il segnale desiderato (sempre una sinusoide) ed il segnale di rumore.

Incrementando di uno il numero dei bit impiegati in un sistema, il numero dei passi di quantizzazione raddoppia, dimezzando l'ampiezza del segnale d'errore - il "rapporto segnale utile/segnale d'errore" viene quindi migliorato di 6 dB. Può essere dimostrato matematicamente che il rapporto segnale/rumore di un sistema digitale, espresso in decibel, è pari a 6 volte il numero dei bit usati nel sistema - ad esempio, 72 dB per un sistema a 12 bit.

72 dB è un buon valore per il rapporto S/N di un sistema audio - possiamo quindi supporre che un sistema a 12 bit sia adatto per la maggior parte delle applicazioni. Se è richiesto un comportamento ancora migliore, potrebbe essere possibile aggiungere altri bit - ad esempio, un sistema a 16 bit dovrebbe fornire un rapporto S/N di 96 dB. Purtroppo, le cose non sono così semplici ... Innanzitutto, aumentando il numero dei bit i costi crescono in modo vertiginoso.

Questa affermazione diviene più chiara se guardiamo più da vicino un sistema a 12 bit, ad esempio. 12 bit corrispondono a circa 4000 passi di quantizzazione; il primo bit (o bit maggiormente significativo - il primo bit a sinistra in un numero binario) stabilisce se il livello istantaneo corrisponde ad un numero che si trova nell'intervallo fra 0 e 2047 o fra 2048 e 4096. L'ultimo bit (il bit meno significativo - l'ultimo bit a destra in un numero binario) corrisponde ad un solo passo di quantizzazione - da 1234 a 1235, ad esempio. Ciò significa che il primo bit corrisponde ad un intervallo 2.000 volte più grande rispetto all'intervallo dell'ultimo bit; se anche l'ultimo bit deve conservare il proprio significato, allora l'intervallo relativo al primo bit deve essere definito con una precisione di 1 parte su duemila, o di un ventesimo dell'uno per cento.

Componenti dall'1% di tolleranza? Neanche a parlarne. A rendere le cose ancora più difficili, la conversione (D/A o A/D, il problema non cambia) deve avvenire ad alta velocità - il processo di conversione, alla precisione richiesta, deve completarsi in un tempo inferiore al periodo di campionamento - inferiore quindi ad una ventina di microsecondi.

Per un sistema a 16 bit, è richiesta una precisione nella conversione di circa 15 parti su un milione ... e questo 50.000 volte al secondo! Per questa strada si raggiungono facilmente i limiti imposti dalla moderna tecnologia.

In pratica, purtroppo, servono poi molti più bit di quelli previsti dalla legge sopraccitata, per ottenere il desiderato rapporto S/N. In generale, viene richiesto un bit in più nei sistemi per la sola riproduzione (impiegando cioè nastri o dischi preregistrati) e due bit aggiuntivi sono consigliati in un sistema completo di registrazione e riproduzione. Questi bit aggiunti al numero di bit richiesti dalla legge servono a contrastare tutti gli effetti negativi associati al processo di quantizzazione.

Altri effetti collaterali del processo di quantizzazione

Quando un segnale audio è applicato ad un sistema digitale, il rumore di quantizzazione è equivalente a rumore bianco, e il rapporto S/N del sistema è pari a 6 dB per il numero di bit del sistema. Questo è quanto abbiamo esposto fin qui.

Tuttavia, vi sono molte eceezioni a questo comportamento, ed in pratica un sistema digitale può dimostrarsi all'ascolto molto peggiore del previsto.

Distorsione di quantizzazione. Come esempio, supponiamo che un segnale di forza sinusoidale e di livello molto basso sia applicato all'ingresso di un sistema digitale; il livello picco-picco di tale segnale è inferiore ad un passo di quantizzazione; all'uscita del convertitore D/A tale segnale sarà quindi espresso da una o due "parole" digitali soltanto (vedi la figura 4). Ma due "parole" digitali corrispondono ad un'onda quadra: il sistema lavora al limite delle proprie caratteristiche. In questo caso, l'errore di quantizzazione diviene distorsione evidente - non è rumore in nessun senso! L'effetto udibile è simile a quello prodotto da una elevata distorsione di crossover in un amplificatore di potenza.

Rumore "granulare". Nell'esempio ora considerato, il processo di quantizzazione introduce distorsione. In modo simile, se il segnale in ingresso (analogico) supera il massimo livello previsto in fase progettuale, il segnale stesso viene "tosato": tutti i livelli in ingresso sopra tale massimo vengono convertiti e riprodotti come equivalenti al massimo stesso. Anche in questo caso, il risultato è una forte distorsione nella forma del segnale: in altre parole, vengono prodotte armoniche di ordine elevato che si sommano al segnale. Se tali armoniche cadono all'interno della banda passante permessa al sistema, cioè la loro frequenza è inferiore alla metà della frequenza di campionamento, l'effetto prodotto è simile a quello generato da uno stadio amplificatore analogico fatto funzionare in saturazione. Tuttavia, se le armoniche generate hanno invece frequenza superiore alla metà della frequenza di campionamento, l'effetto sonoro che se ne ottiene è molto peggiore. Il problema è che, in pratica, anche queste frequenze vengono campionate, producendo frequenze somma e differenza che si aggiungono al segnale e che possono cadere all'interno dello spettro udibile.

Facciamo un esempio. Supponiamo che un segnale di forma sinusoidale, con frequenza di 9,5 kHz venga applicato ad un sistema digitale, la cui frequenza di campionamento è 50 kHz. Se il livello del segnale è tale da portare il sistema in saturazione, allora si producono delle componenti armoniche la cui frequenza è 19 kHz, 28,5 kHz ... 47,5 kHz, 57 kHz ... ecc. L'interazione con la frequenza di campionamento può così produrre delle componenti parassite la cui frequenza è 2,5 e/o 7 kHz. Queste componenti saranno presenti nel segnale analogico in uscita dato che la loro frequenza è inferiore alla frequenza di taglio del filtro passa-basso.

Questo particolare fenomeno non può essere classificato nè come "rumore" nè come "distorsione" - almeno rispetto al significato "analogico" attribuito a questi termini. Infatti le componenti aggiunte hanno frequenza che non ha alcuna relazione armonica con il segnale originale; risultano quindi all'ascolto molto più fastidiose del rumore o della distorsione.

Il fenomeno descritto viene comunemente definito "rumore granulare" e all'ascolto si manifesta con un suono simile a quello prodotto da due pezzi di carta smerigliata strofinati l'uno contro l'altro. In alcune condizioni, le note di battimento possono essere maggiormente riconoscibili, e l'effetto risultante è simile al canto degli uccelli.

Rumore di modulazione. Gli effetti descritti sopra si riferiscono ad un sistema audio digitale - considerato teoricamente. In pratica, le imperfezioni dell'elettronica attuale introducono altre sorgenti di errore. Esce dall'ambito di questo articolo l'intenzione di descrivere tutti i problemi pratici posti dalla progettazione di una apparecchiatura audio digitale - i lettori interessati possono riferirsi all'articolo citato in bibliografia.

Ci interessa soltanto aggiungere che, in generale, il prodotto di questo genere di errori è che il segnale di rumore, in uscita non è costante, ma varia in rapporto all'ampiezza del segnale analogico in ingresso.

Il segnale rumore, all'ascolto, è più sopportabile

I prodotti di rumore e distorsione ora discussi hanno una cosa in comune: all'ascolto, essi sono molto più irritanti e insopportabili del rumore bianco. Esperimenti condotti su diversi soggetti mostrano che questi effetti "collaterali" equivalgono ad una perdita di 6 ... 12 dB nel rapporto S/N effettivo del sistema. In altre parole, un sistema audio digitale a 12 bit, che teoricamente possiede un rapporto S/N di 72 dB, all'ascolto darà la medesima impressione di un sistema analogico equivalente il cui rapporto S/N è solo 60 ... 66 dB. Un modo per risolvere il problema è aggiungere altri bit al sistema - in modo che il segnale parassita generato abbia un'intensità praticamente inaudibile; però abbiamo visto che aggiungere bit è cosa piuttosto costosa.

Una soluzione alternativa è sommare una piccola quantità di rumore bianco al segnale analogico in ingresso. Il valore picco-picco del segnale analogico aggiunto (in inglese esso viene chiamato "dither noise" - rumore di sovraeccitazione) è circa uguale ad un intervallo di quantizzazione. Senza entrare nei dettagli matematici, è possibile affermare che in questo modo vengono "cancellati" gli effetti collaterali del processo di quantizzazione e che la conseguente perdita nel rapporto S/N effettivo è di soli 2 ... 4 dB. Il medesimo sistema a 12 bit menzionato più sopra risulterà aver un rapporto S/N effettivo di 68 ... 70 dB.

Una buona regola empirica è stabilire che, in pratica, un bit è richiesto per contrastare gli effetti irritanti del rumore di quantizzazione. Per un sistema a 16 bit, ad esempio, il rapporto S/N effettivo sarà almeno $15 \times 6 =$ 90 dB, o di uno due decibel migliore.

Prevenzione dai sovraccarichi

Se un sistema audio - qualsiasi sistema audio - viene sovraccaricato, il segnale in uscita sarà distorto. In un sistema digitale, tuttavia, gli effetti risultanti possono essere disastrosi; come abbiamo già spiegato, se il livello del segnale in ingresso supera il massimo livello concepito in fase di progetto per il sistema, il segnale viene "tosato" durante il processo di quantizzazione. Le armoniche risultanti sono campionate, producendo segnali spurii la cui frequenza cade all'interno dello spettro audio udibile.

Per evitare che accada tutto ciò, il livello del segnale in ingresso *deve* essere limitato prima del filtro passa-basso. In un sistema audio digitale per la sola riproduzione, dato che la dinamica ed il livello massimo del segnale vengono attentamente controllati in fase di registrazione, il problema si riduce ad una esatta calibrazione dei livelli di segnale. Se invece il sistema viene usato per la registrazione di programmi audio, l'unica soluzione efficace è prevedere un circuito limitatore prima del passo in ingresso. Il livello di intervento del limitatore viene stabilito di 3 dB inferiore rispetto al massimo livello sopportato dal sistema, in modo da assicurare che anche i picchi presenti nel segnale abbiano, a valle del filtro, un livello inferiore al massimo consentito.

Un altro modo di considerare la questione è affermare che il sistema digitale deve essere una dinamica di almeno 3 dB superiore alla dinamica nominale del segnale in ingresso; ciò comporta un bit in più (dato che non esistono i "mezzi-bit" ...)

La regola empirica data prima deve quindi essere aggiornata a questo proposito, e risulta la seguente: se definiamo "dinamica di un sistema audio digitale" la differenza, espressa in decibel, fra il livello massimo del segnale in ingresso ed il livello effettivo del segnale di rumore, tale dinamica sarà approssimativamente pari a 6 dB moltiplicati per il "numero-dei-bit-meno-uno", in un sistema destinato alla sola riproduzione, e il "numero-dei-bit-meno-uno", volte 6 dB per un sistema adatto anche alla registrazione. Un attento progetto del sistema permette di migliorare il comportamento di 1 o 2 dB nel primo caso e di 4 o 5 dB nel secondo.

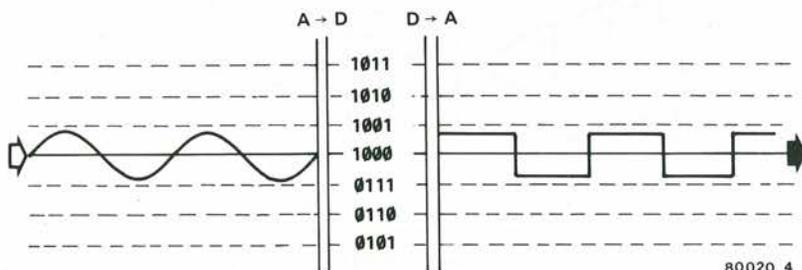
Ciò significa che se un registratore audio digitale, ad esempio, viene reclamizzato come "impiegante un sistema a 16 bit" e come "avente una dinamica di 86 dB", possiamo ritenere questi dati abbastanza probabili. Ma se lo stesso sistema viene dichiarato avere una dinamica di 96 dB, allora significa solamente che qualcuno si è lasciato prendere la mano ... oppure che il progettista è veramente un cervellone!

E in futuro?

L'"audio digitale" è soltanto agli inizi. Ma i vantaggi che esso comporta sono troppo importanti per venir dimenticati.

La soluzione dei problemi discussi in questo articolo, e che a tutt'oggi costituiscono le "controindicazioni" rispetto alla diffusione dei sistemi digitali, è soltanto un problema di affinamento della tecnologia, e quindi soltanto un problema di tempo: prima o poi la tecnologia digitale verrà impiegata anche nelle apparecchiature hi-fi più economiche. Non è difficile predire che in un futuro non molto lontano il tradizionale "long playing", il disco di plastica, venga sostituito da una PLOM ("Play only memory" - una memoria a stato solido, insomma) contenuta in un solo chip (al silicio?).

I lettori interessati ad un approfondimento degli aspetti teorici e pratici dell'elaborazione digitale dei segnali audio possono trovare materiale utile in:

Bibliografia:
"Digitization of Audio: A Comprehensive Examination of Theory, Implementation, and Current Practice"
Barry A. Blesser
"Journal of Audio Engineering Society"
Ottobre 1978, Volume 26, Numero 10, Pagine 739 ... 771.

In un sistema digitale, un segnale analogico il cui livello è inferiore all'intervallo di quantizzazione, viene "squadrato" in fase di conversione A/D. Questo fenomeno è chiamato "distorsione di quantizzazione".

Nessuna parte meccanica!

Sintonia digitale

L'elettronica applicata ai radioricevitori è cambiata radicalmente con il passare degli anni, ma l'indicazione della frequenza di sintonia è ancora oggi basata sul medesimo principio.
Il principio della "lancetta mossa da una corda lungo una scala luminosa" è tuttora applicato anche a ricevitori di alta qualità.
Un sistema sofisticato introdotto nei ricevitori più costosi è l'indicazione digitale della frequenza di sintonia. In questo articolo, viene descritto un'indicatore digitale che può essere aggiunto alla maggior parte dei ricevitori commerciali o autocostruiti.

Non è semplice dotare un ricevitore preesistente dell'indicazione digitale della frequenza di sintonia. Occorre infatti progettare un indicatore che sia sufficientemente piccolo per poter essere alloggiato nel poco spazio disponibile; deve poter lavorare su tutte le bande di sintonia del ricevitore; semplice deve essere il collegamento al circuito del ricevitore ed infine il costo deve essere contenuto. Sembra cosa impossibile poter soddisfare insieme tutti questi requisiti.
Il punto debole di molti progetti commerciali è l'impiego di un costoso integrato di frequenza (ad esempio, un 95H90) per ridurre l'alta frequenza dell'oscillatore locale del ricevitore ad un valore accettabile per un normale circuito contatore di frequenza. Il problema può essere aggirato disponendo di un circuito integrato studiato appositamente per questa specifica applicazione. Recentemente, la Valvo ha introdotto nel mercato una coppia di integrati nati appositamente per la realizzazione di indicatori digitali della frequenza di sintonia: si tratta dell'SAA 1058 e dell'SAA 1070. Il 1058 è un divisore di frequenza programmabile, completo di stadio preamplificatore d'ingresso; il 1070 invece è un contatore di frequenza (un frequenzimetro!) che può pilotare direttamente un display a sette segmenti - senza alcun transistore come buffer di potenza!
Il contatore - la cui logica interna è piuttosto complessa - è controllato da un cristallo di quarzo. Può essere programmato esternamente per diversi valori della frequenza intermedia (MF) del ricevitore cui è applicato: lo stesso circuito può quindi essere impiegato sia in ricevitori AM sia in quelli FM. Inoltre, per la banda VHF-FM, al posto dell'indicazione della frequenza di sintonia è possibile l'indicazione del canale.

Funzionamento

Il principio su cui si basa il funzionamento dell'indicatore digitale è piuttosto semplice. Il circuito rileva innanzitutto la frequenza di lavoro dell'oscillatore locale del ricevitore, e da essa sottrae la frequenza intermedia, ottenendo ovviamente la frequenza di sintonia. Ora, nel ricevitore non è disponibile alcun segnale utile la cui frequenza sia pari alla MF.
Il 1070 genera un segnale la cui frequenza è pari alla MF, mediante un oscillatore controllato da un cristallo di quarzo (4 MHz) ed un divisore di frequenza programmabile; scegliendo in modo opportuno il fattore di divisione è possibile ottenere un gran numero di diverse MF.
In pratica, il segnale proveniente dall'oscillatore locale non è applicato direttamente all'integrato 1070. Il primo anello della cate-

1

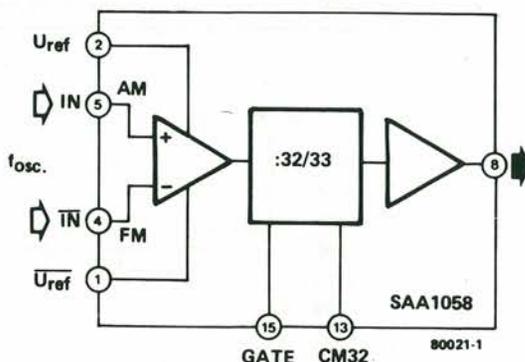



Figura 1. Diagramma funzionale semplificato del circuito interno all'integrato SAA 1058.

2

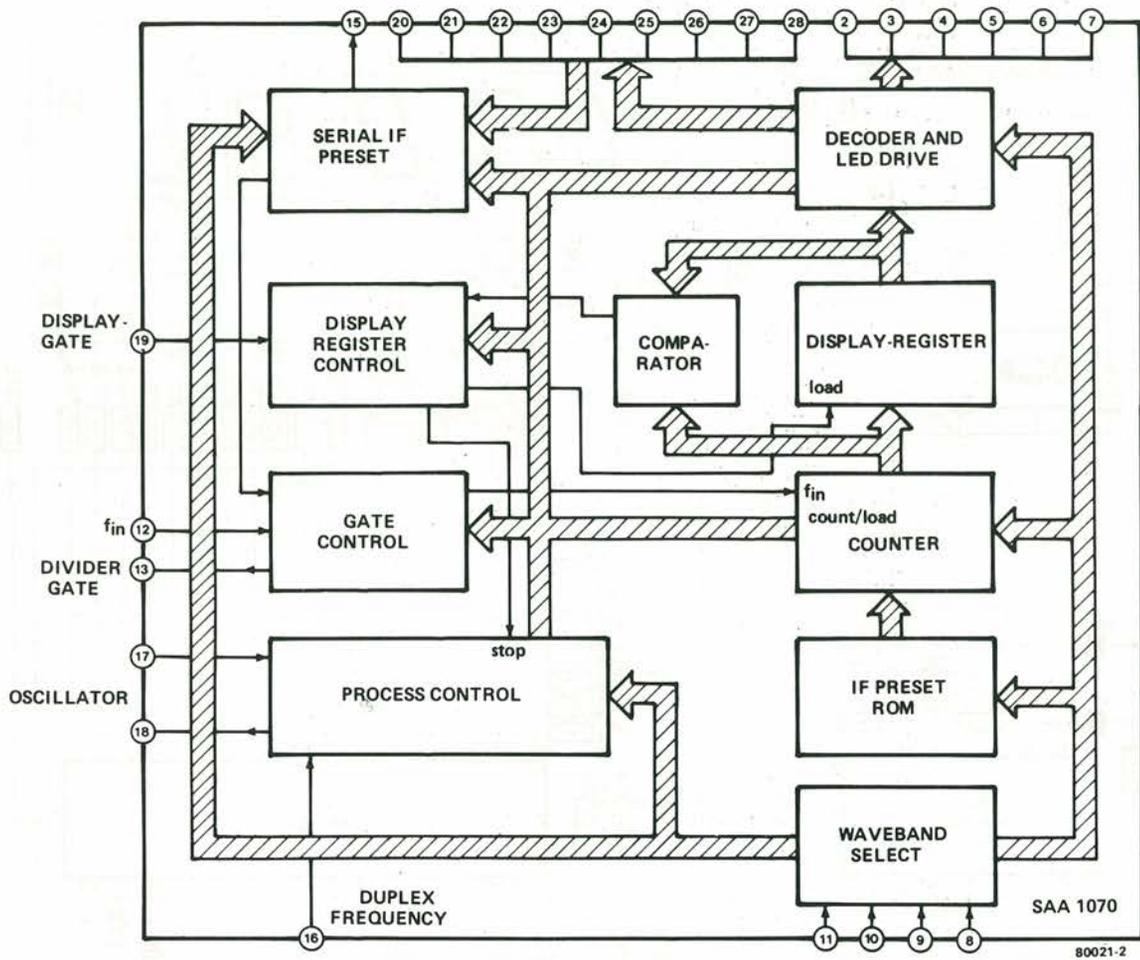



Figura 2. L'integrato SAA 1070 contiene: un intero frequenzimetro, con pilotaggio in "duplex" del display a LED; una memoria per l'impostazione dei valori delle MF; diversi circuiti ausiliari di controllo - ed un oscillatore controllato a cristallo.

3

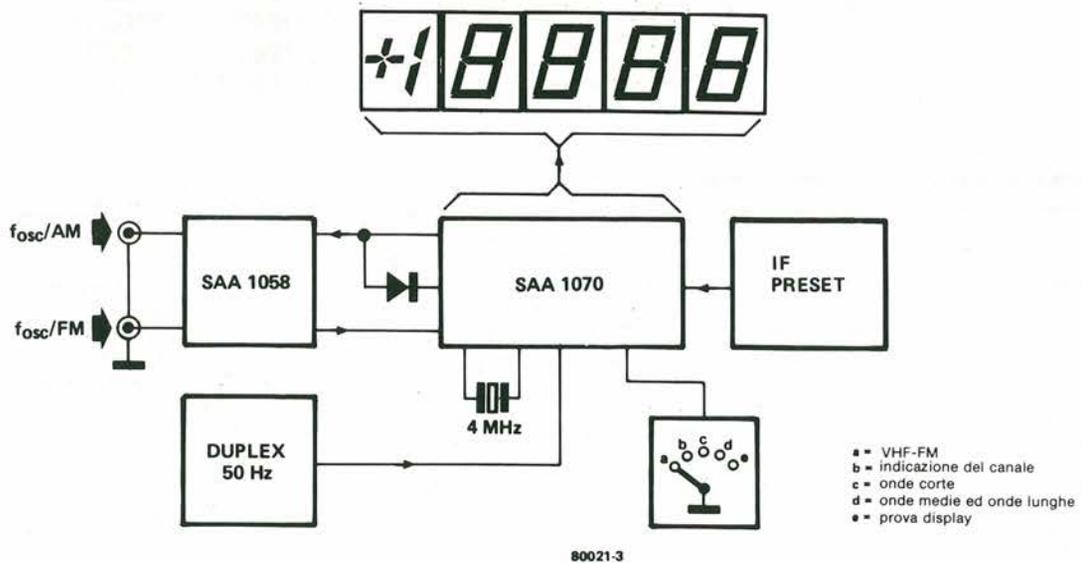



Figura 3. Schema a blocchi dell'indicatore digitale di sintonia.

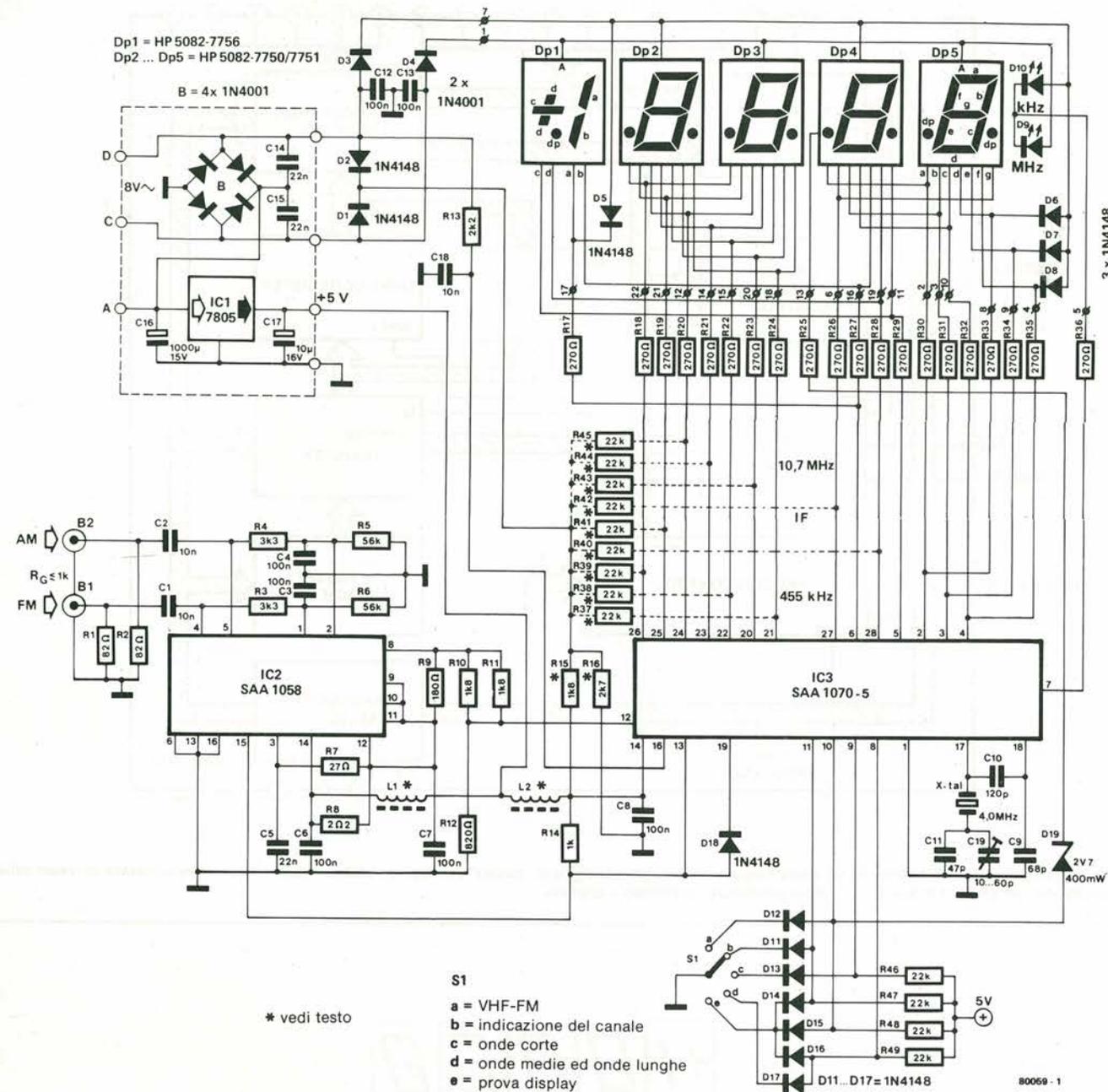



Figura 4. Schema elettrico completo dell'indicatore digitale.

Elenco componenti

Resistenze:
R1,R2 = 82 Ω
R3,R4 = 3k3
R5,R6 = 56 k
R7 = 27 Ω
R8 = 2Ω2
R9 = 180 Ω
R10,R11,R15 = 1k8
R12 = 820 Ω
R13 = 2k2
R14 = 1 k
R16 = 2k7
R17 . . . R36 = 270 Ω/1/3 W
R37 . . . R45 = 22 k (vedi testo)
R46 . . . R49 = 22 k

Condensatori:
C1,C2,C18 = 10 n
C3,C4,C6,C7,C8,C12,C13 = 100 n
C5,C14,C15 = 22 n
C9 = 68 p
C10 = 120 p
C11 = 47 p
C16 = 1000 μ/16 V
C17 = 10 μ/6 V tantalio
C19 = 10 . . . 60-p- compensatore miniatura

Semiconduttori:
D1,D2,D5 . . . D8,
D11 . . . D18 = 1N4148
D3,D4 = 1N4001
D9,D10 = LED
D19 = 2V7/400 mW diodo zener
IC1 = 7805
IC2 = SAA1058 } VALVO
IC3 = SAA1070 }
Dp1 = HP 5082 - 7756
DP2 . . . Dp5 = HP 5082 - 7750/7751

Varie:
4 MHz cristallo di quarzo
L1,L2 = 5 mm tre spire di rame smaltato ∅ 0,3 mm. su nucleo in ferrite da 5 mm.
S1 = commutatore da una via, cinque posizioni
8 V/600 mA trasformatore di alimentazione

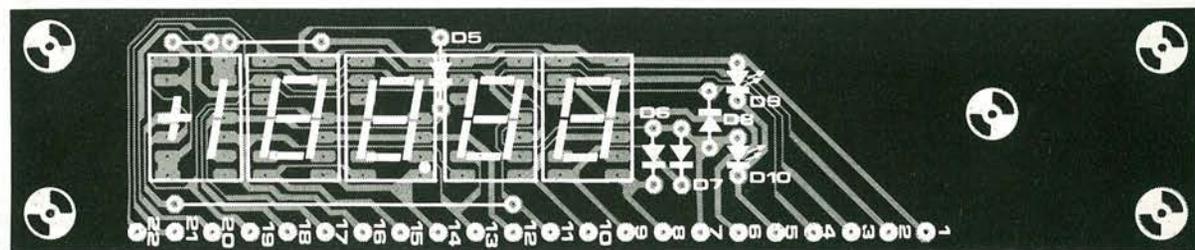
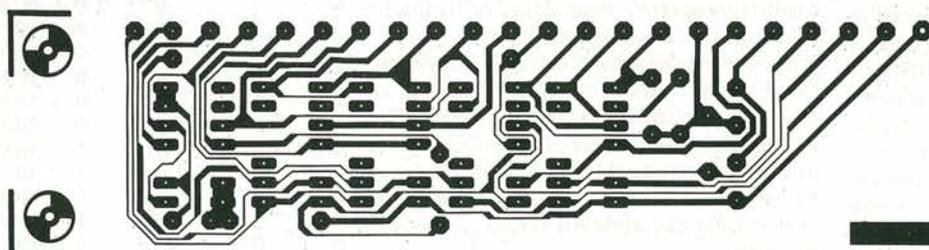
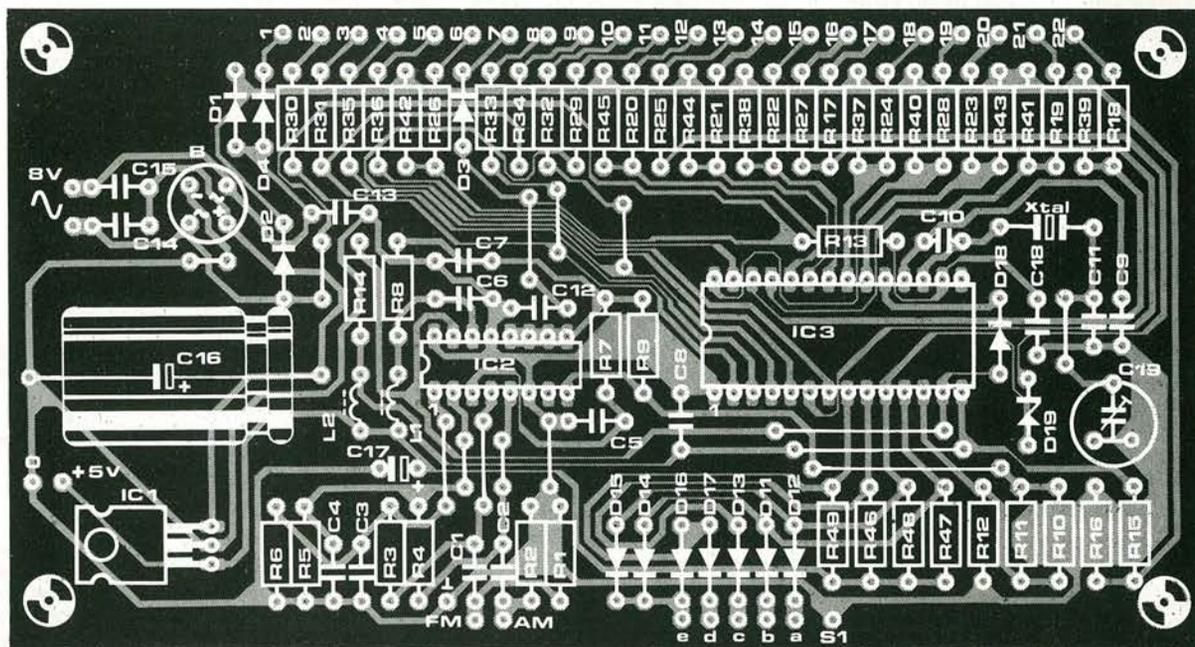
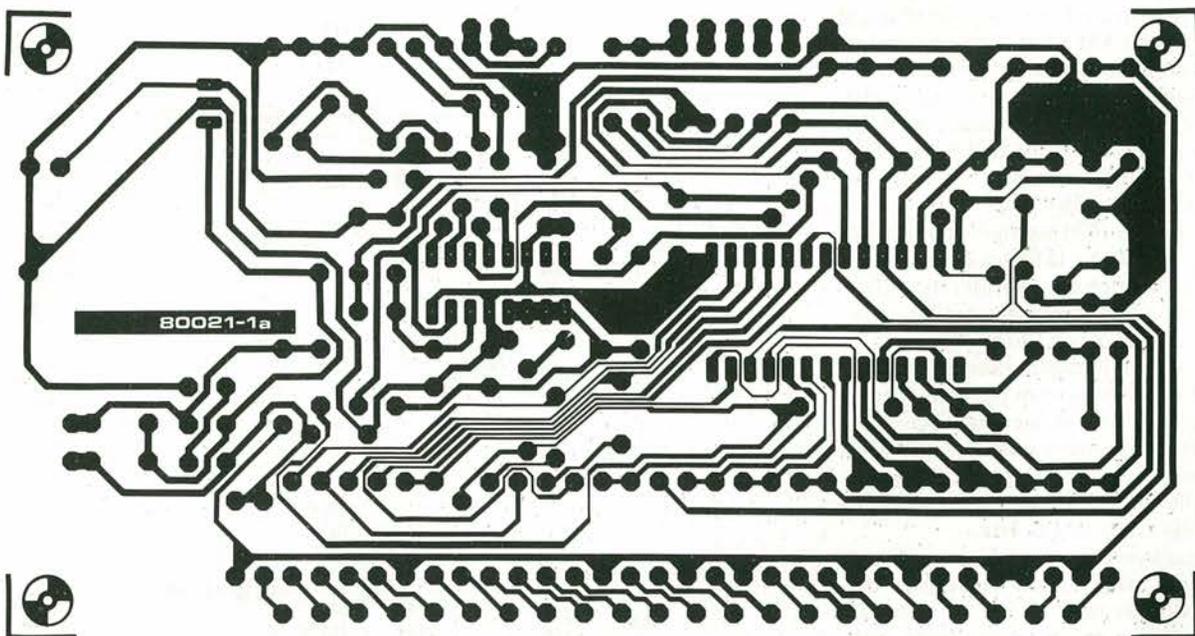



Figura 5. L'indicatore digitale è montato su due basette stampate: la basetta principale e o la basetta del display.

na è infatti costituito dall'SAA 1058; il diagramma funzionale di questo integrato è mostrato in figura 1. I segnali generati dagli oscillatori locali AM e FM sono applicati ai due ingressi dello stadio preamplificatore; questo è seguito da un circuito divisore, che può essere "inibito" da un segnale esterno di controllo ("gate") fornito dall'SAA 1070. Un buffer d'uscita fornisce i livelli logici richiesti dall'ingresso del 1070.
L'integrato SAA 1070 racchiude un circuito molto più complesso; la figura 2 ne mostra il diagramma funzionale. Si tratta di un frequenzimetro completo capace di pilotare direttamente un display a LED - e qualcosa di più. Per limitare la dissipazione di potenza (e per ridurre il numero di pin dell'integrato!) il display è diviso in due sezioni, che vengono attivate alternativamente. Questo sistema viene chiamato "duplex". Il segnale di controllo ("duplex frequency") viene ricavato dalla frequenza di rete.
L'"informazione" che deve essere indicata dal display è memorizzata nel registro del display ("display register"). Tale informazione può essere modificata soltanto ogni tre cicli di conteggio; in questo modo viene ridotto lo "sfarfallio" del display (soprattutto della cifra meno significativa). Durante ciascun ciclo di conteggio, il divisore contenuto nell'SAA 1058 viene abilitato dallo stadio di ingresso del 1070 ("gate control"), ed il contatore interno al 1070 riceve il segnale in uscita del 1058. Quando il cilo di conteggio è completato, la MF scelta (memorizzata nella memoria "IF preset ROM") viene sottratta ed il risultato viene confrontato con il numero indicato sul display. Se necessario, il nuovo risultato viene trasferito sul display (il controllo su questa operazione è svolto dal circuito indicato come "display register control" - controllo del registro del display).
La "IF preset ROM" contiene le informazioni relative ad una serie di differenti frequenze intermedie, ed il valore corretto può essere scelto applicando i livelli logici corrispondenti al circuito selettore di banda (waveband select").
Lo schema a blocchi del circuito completo è mostrato in figura 3. I segnali provenienti dagli oscillatori locali del ricevitore sono applicati all'SAA 1058, che svolge le due funzioni di divisore di frequenza e di porta d'ingresso. L'uscita di questo integrato è applicata all'ingresso di conteggio del 1070. Un cristallo di quarzo da 4 MHz e la frequenza di rete (50 Hz per il pilotaggio in "duplex" del display) forniscono i necessari riferimenti di frequenza. Il selettore a cinque posizioni permette la scelta del modo di funzionamento (indicazione della frequenza o del canale) e della banda (VHF-FM o AM); la matrice di resistori permette invece la determinazione del corretto valore della frequenza intermedia da sottrarre alla frequenza del corrispondente oscillatore.

Il circuito

Il circuito completo dell'indicatore digitale di sintonia è in figura 4. I due segnali provenienti dagli oscillatori locali sono applicati ai corrispondenti ingressi dell'SAA 1058 attraverso due condensatori di disaccoppiamento. Le tensioni di polarizzazione per lo stadio preamplificatore sono ricavate da sorgenti interne di tensione tramite R3 e R4; la linea di alimentazione positiva è disaccoppiata mediante R7 e C5. L'ingresso di controllo denominato "CM32" è collegato a massa, quindi il fattore di divisione è 32. L'integrato ha un terminale d'uscita del tipo a collettore aperto ("open collector") quindi R9 funge da carico di collettore.
Il segnale in uscita dell'SAA 1058 è applicato ad un partitore di tensione (R10, R11 e R12) e da questo all'ingresso (pin 12) di IC3. L'alimentazione positiva per questo integrato è disaccoppiata da L2 e C8. Il resistore R14 migliora il comportamento della linea di controllo che abilita il circuito divisore del 1058.

La maggior parte del circuito dell'oscillatore a cristallo è racchiusa nell'integrato SAA 1070; gli unici componenti esterni richiesti sono i condensatori C9, C10 e C11, il compensatore C19 e, ovviamente, il cristallo di quarzo da 4 MHz. La frequenza di oscillazione deve essere tarata a 4 MHz esatti; essa è disponibile al pin 18 dell'integrato. Tuttavia, un carico capacitativo connesso a questo terminale sposta la frequenza di oscillazione di un fattore pari a -4Hz/pF; in altre parole, impiegando una sonda con capacità

6

Figura 6. In alcuni casi, è necessario interporre fra bobina captatrice ed indicatore digitale un preamplificatore, il cui compito è migliorare la sensibilità dell'indicatore. I due circuiti suggeriti qui sono per le bande VHF-FM e AM, rispettivamente.

Tabella 1

resistori				frequenza intermedia per la banda
R43	**R44**	**R45**	**R42**	VHF-FM (MHz)
0	0	0	0	10.70
1	0	0	0	10.60
0	1	0	0	10.6125
1	1	0	0	10.625
0	0	1	0	10.6375
1	0	1	0	10.65
0	1	1	0	10.6625
1	1	1	0	10.675
0	0	0	1	10.6875
1	0	0	1	10.70
0	1	0	1	10.7125
1	1	0	1	10.725
0	0	1	1	10.7375
1	0	1	1	10.75
0	1	1	1	10.7625
1	1	1	1	10.775

Tabella 1. Volendo programmare il circuito per una specifica frequenza IF, bisogna togliere o aggiungere determinate resistenze. Vedi elenco delle resistenze R42 ... R45. "0" significa togliere, "1" significa aggiungere. Vengono usate resistenze da 22 K.

Tabella 2

resistori					frequenza intermedia per la AM (kHz)	
R37	R38	R41	R39	R40	SW	MW/LW
0	0	0	0	0	460.00	460
0	0	0	1	0	448.75	449
1	0	0	1	0	450.00	450
0	1	0	1	0	451.25	451
1	1	0	1	0	452.50	452
0	0	1	1	0	453.75	453
1	0	1	1	0	455.00	454
0	1	1	1	0	456.25	455
1	1	1	1	0	457.50	456
0	0	0	0	1	456.25	457
1	0	0	0	1	457.50	458
0	1	0	0	1	458.75	459
1	1	0	0	1	460.00	460
0	0	1	0	1	461.25	461
1	0	1	0	1	462.50	462
0	1	1	0	1	463.75	463
1	1	1	0	1	465.00	464
0	0	0	1	1	463.75	465
1	0	0	1	1	465.00	466
0	1	0	1	1	466.25	467
1	1	0	1	1	467.50	468
0	0	1	1	1	468.75	469
1	0	1	1	1	470.00	470
0	1	1	1	1	471.25	471
1	1	1	1	1	472.50	472

Tabella 2. **Come tabella 1, ma nel caso di IF per onde corte, medie e lunghe. Le resistenze da togliere o aggiungere, a seconda delle indicazioni, sono R37 ... R41.**

interna di 10 pF, occorre agire sul compensatore fino ad ottenere una frequenza di oscillazione di 3,999960 MHz (4 MHz - 40 Hz); scollegando la sonda, l'oscillatore si porterà sulla corretta frequenza di lavoro. Se non si dispone della strumentazione necessaria, la taratura dell'oscillatore può essere effettuata in un altro modo: sintonizzare il ricevitore su una stazione di frequenza conosciuta, ed agire poi sul compensatore fino ad ottenere la corretta indicazione sul display; procedura questa che richiede un po' di pazienza ...

Il commutatore S1 funge da selettore di banda. Se si è fortunati, il selettore di banda contenuto nel ricevitore (sia esso del tipo rotativo o a tasti) ha un gruppo di contatti liberi; altrimenti occorre usare un commutatore separato. Le posizioni 1 e 2 del comando si riferiscono entrambi alla banda VHF-FM: la posizione 1 corrisponde all'indicazione del canale, la posizione 3 corrisponde poi alle onde corte e la 4 alle onde medie. Infine, quando il selettore è portato sulla posizione 5 è possibile verificare il corretto funzionamento del display: in tal caso, infatti, tutti i segmenti del display devono essere illuminati.

Gli esatti valori delle frequenze intermedie (una per l'AM e l'altra per l'FM) sono scelti dalla matrice di resistori R37 ... R45, come spiegato nel paragrafo "Taratura".

Costruzione

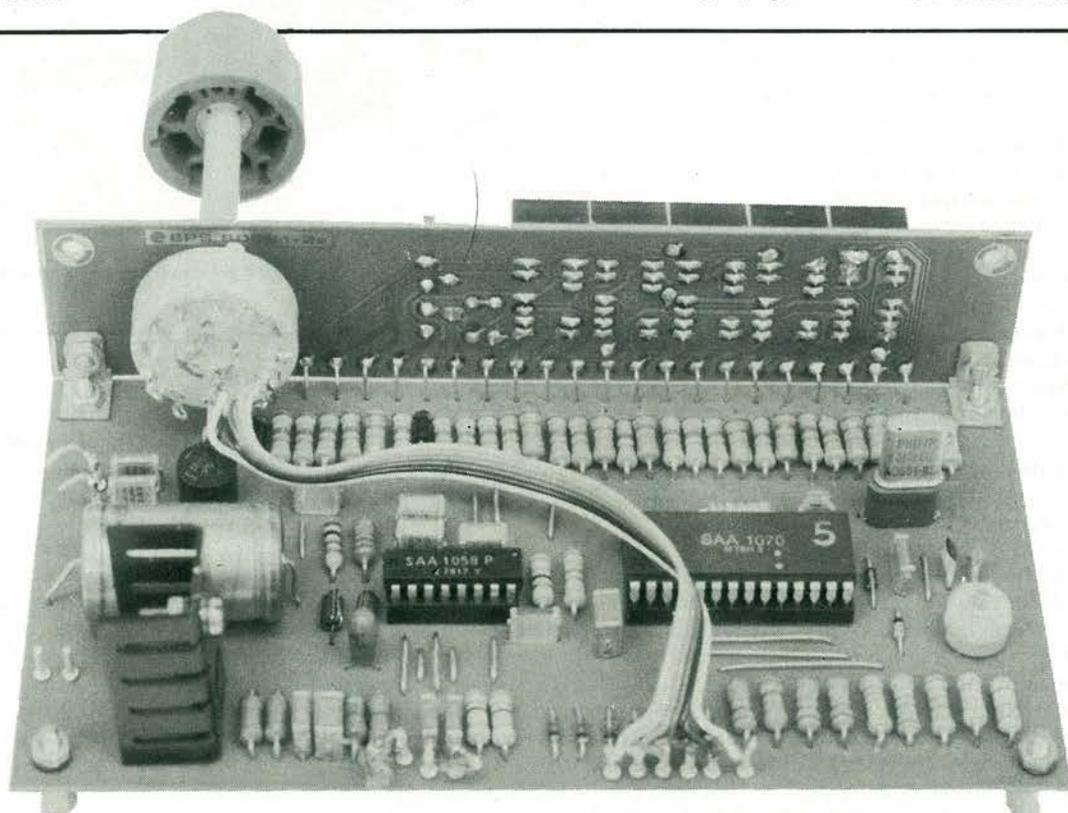
Vengono impiegate due diverse basette stampate (figura 5): la basetta principale, che sorregge la maggior parte dei componenti il circuito, e la basetta del display. Le due basette sono montate perpendicolarmente l'una all'altra; le necessarie interconnessioni sono realizzate con spezzoni di filo di rame rigido, come è visibile nelle fotografie.

La posizione del punto decimale del display è fissa; vengono impiegati poi i due diodi per l'indicazione delle unità di misura (kHz o MHz). Le due bobine per il disaccoppiamento dell'alimentazione dei due integrati sono identiche fra loro, e consistono ciascuna di tre spire di filo di rame smaltato (diametro 0,3 mm.) avvolte su un nucleo in ferrite da 5 mm.

Occorre prestare attenzione al montaggio dell'integrato stabilizzatore di tensione (IC1): la "faccia" metallica del suo contenitore deve essere rivolta verso R6. In altre parole, montando l'integrato come indicato in figura 5, la superficie metallica deve essere rivolta verso l'alto. È sufficiente un dissipatore di calore di piccole dimensioni (1,5°C/W).

Il consumo in corrente complessivo è abbastanza contenuto: un trasformatore con secondario da 8V/600 mA è sufficiente.

Collegamento al ricevitore

In alcuni casi, è possibile prelevare segnali utili dai circuiti oscillatori del ricevitore senza alcuna speciale precauzione. Affinché ciò sia possibile, devono essere soddisfatte le seguenti condizioni: il punto del circuito dell'oscillatore da cui preleva il segnale deve presentare un'impedenza (considerevolmente!) inferiore a 1 k; l'oscillatore poi deve poter sopportare questo nuovo carico senza modificare la propria frequenza di lavoro. Una soluzione alternativa è impiegare delle bobine captatrici, ed in questo modo non è necessaria alcuna connessione diretta. Anche in questo caso, comunque, occorre prestare attenzione affinché l'oscillatore non venga eccessivamente caricato dalla bobina captatrice. In molti ricevitori, lo stadio d'ingresso è completamente racchiuso in un

contenitore metallico - per ridurne la sensibilità nei confronti di campi dispersi e per impedire al forte campo prodotto dall'oscillatore di interferire con gli altri circuiti del ricevitore. Il contenitore metallico è provvisto di diversi fori, il cui scopo è permettere l'accesso ai diversi punti di taratura; uno di questi fori corrisponde solitamente alla bobina dell'oscillatore, ed è quindi adatto all'inserimento della bobina captatrice.
Il diametro della bobina captatrice deve essere abbastanza piccolo da permettere il passaggio nel foro, e certamente non superiore a 6 mm. La bobina consiste in tre spire di filo smaltato, del diametro compreso fra 0,3 e 0,6 mm.
La bobina relativa all'oscillatore può essere localizzata inserendo la punta di un cacciavite nei diversi fori (senza toccarne la taratura!). Il foro cui corrisponderà la massima deviazione nella frequenza di sintonia è quello relativo alla bobina dell'oscillatore. In alcuni circuiti (quelli prodotti dalla TOKO, ad esempio) la bobina dell'oscillatore può essere facilmente individuata perché è l'unica ad avere nucleo in alluminio anziché in ferrite.

Il collegamento fra la bobina captatrice ed il circuito per l'indicazione della sintonia deve essere effettuato con cavo coassiale da 50 ... 75 Ω. La bobina deve essere abbassata all'interno del contenitore del sintonizzatore finché si ottiene una stabile lettura della frequenza, senza influenzare in modo grave il punto di lavoro dell'oscillatore. Se non è possibile ottenere un corretto funzionamento dell'indicatore, è allora necessario interporre un preamplificatore fra la bobina ed il circuito indicatore. I circuiti di figura 6 forniscono una sensibilità migliore di 3 mV; parleremo meglio di questi più avanti nel nostro discorso. Qualche parola ora sull'oscillatore AM.
Molti ricevitori possiedono le bande ad onde medie e lunghe; alcuni però anche una o più bande ad onde corte. Spesso vengono; anche usati diversi circuiti oscillatori, uno per ogni banda; in tutti i casi, comunque, ad ogni banda corrisponde una particolare bobina captatrice, ma ne serve una per ciascuna bobina dell'oscillatore.
Le diverse bobine captatrici (ciascuna composta da circa 10 spire) sono connesse in serie fra loro ai terminali dell'ingresso AM dell'indicatore digitale. Anche in questo caso, la posizione delle bobine captatrici deve essere sperimentata fino ad ottenere una stabile lettura della frequenza senza influenzare il punto di lavoro dell'oscillatore; se non si riesce ad ottenere una lettura stabile senza modificare considerevolmente la frequenza dell'oscillatore locale, è necessario interporre fra bobina captatrice (o bobine captatrici) ed indicatore di sintonia un adatto circuito preamplificatore: vedi la figura 6.
Come è possibile osservare in figura 7, i circuiti preamplificatori non occupano molto spazio. Non assorbono neanche molta corrente per la loro alimentazione: circa 5 mA per il preamplificatore AM e circa 10 mA per quello FM. Per tensioni di alimentazione diverse da 12 V, i corretti valori di R_A e R_B possono essere calcolati con le semplici formule:

7

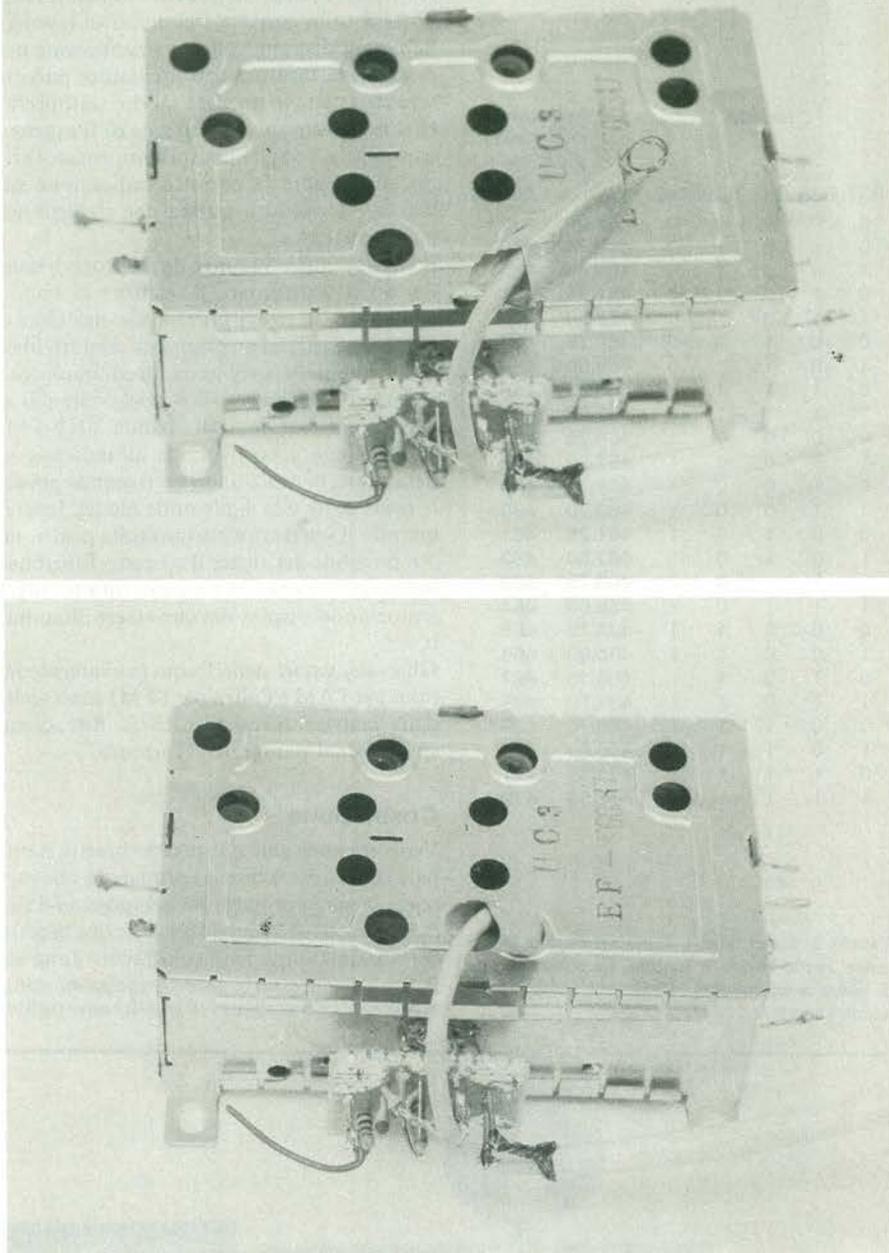



Figura 7. Queste foto mostrano la bobina captatrice ed il preamplificatore, prima e dopo l'inserimento della bobina nel contenitore del sintonizzatore.

$$R_A = \frac{U_b - 1}{12} \text{ K}\Omega \text{ (per il preamplificatore FM)}$$

$$R_B = \frac{U_b - 1}{6} \text{ K}\Omega \text{ (per il preamplificatore AM)}$$

L'alimentazione dei due preamplificatori può essere anche ricavata dai 5 V presenti nell'indicatore digitale di sintonia; i valori corrispondenti per R_A e R_B sono 330 Ω e 680 Ω. La calza del cavo coassiale che porta il segnale del preamplificatore al circuito indicatore può essere usata come comune di alimentazione.
Una volta che si è stabilita l'esatta posizione della (o delle) bobine captatrici, è bene che queste vengano fissate con una goccia di adesivo od un pezzetto di nastro isolante.

Taratura

Il primo passo è programmare il circuito indicatore per le frequenze AM e FM del ricevitore. È sufficiente modificare la matrice di resistori R37 ... R45 in base alle indicazioni fornite dalle tabelle 1 e 2. Nelle tabelle, "1" indica che il resistore da 22 k deve essere montato nella posizione corrispondente; "0" che il resistore deve essere tolto.
Il passo successivo è la corretta regolazione della frequenza dell'oscillatore a 4 MHz, agendo sul compensatore C19. Come si è già accennato, il segnale dell'oscillatore è disponibile sul pin 18 dell'integrato (non dimenticare lo spostamento di frequenza introdotto dalla sonda di misura: –4Hz/pF). Oppure, il ricevitore può essere sintonizzato su una stazione la cui frequenza è nota, agendo sul compensatore finché tale valore di frequen-

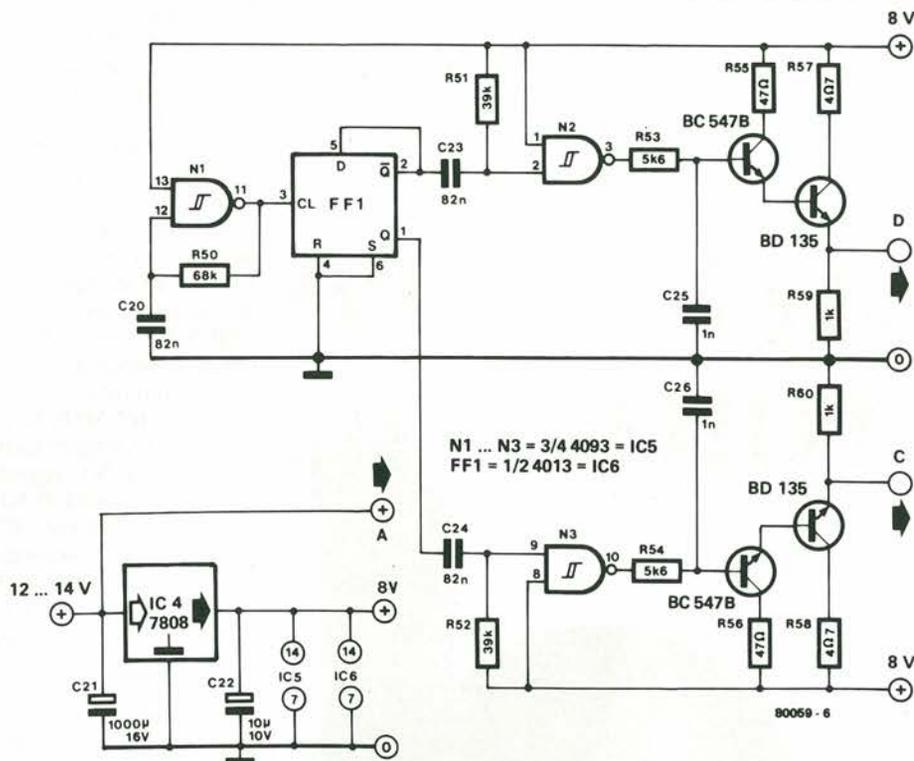



Figura 8. Se l'indicatore è usato in unione ad una autoradio, questo speciale circuito di alimentazione è necessario per il funzionamento del circuito pilota del display.

za non compare sul display dell'indicatore. Occorre però un po' di pazienza; la regolazione va fatta a piccoli ritocchi successivi, dato che la vicinanza della punta del cacciavite al compensatore modifica la frequenza di oscillazione.

Se non è possibile ottenere la corretta indicazione, probabilmente non è stata programmata in modo esatto la frequenza intermedia. Una volta che C19 è stato tarato, ad esempio su una banda del ricevitore, risulterà corretta anche l'indicazione su tutte le altre bande - sempreché l'impostazione delle frequenze intermedie sia esatta! In altre parole, se l'indicazione della sintonia è esatta nella banda VHF, deve essere esatta anche nelle altre bande di ricezione.

Non per tutti i ricevitori!

In molti ricevitori, la frequenza dell'oscillatore locale è superiore alla frequenza di sintonia; è per questi ricevitori che è stato progettato l'indicatore digitale qui descritto. Vi sono tuttavia delle eccezioni - ricevitori in cui la frequenza dell'oscillatore è inferiore a quella di sintonia - e questo circuito non è adatto ad essi.

Nell'auto

L'indicazione digitale della sintonia può risultare utile anche per le autoradio. A prima vista, non sembra esservi molta differenza rispetto a quanto detto finora. Eppure una differenza c'è: il pilotaggio un "duplex" del display sfrutta la tensione alternata della rete; occorre quindi realizzare un circuito che simuli tale tensione, se l'indicatore deve essere applicato ad una autoradio.

Un adatto circuito di alimentazione è indicato in figura 8. Non si è ideata alcuna basetta stampata, dato che il montaggio del circuito su un pezzetto di Vetronite o di basetta perforata non dovrebbe presentare particolari problemi ... Le lettere A, C e D di figura 8 corrispondono agli ingressi di alimentazione di figura 4.

Per finire

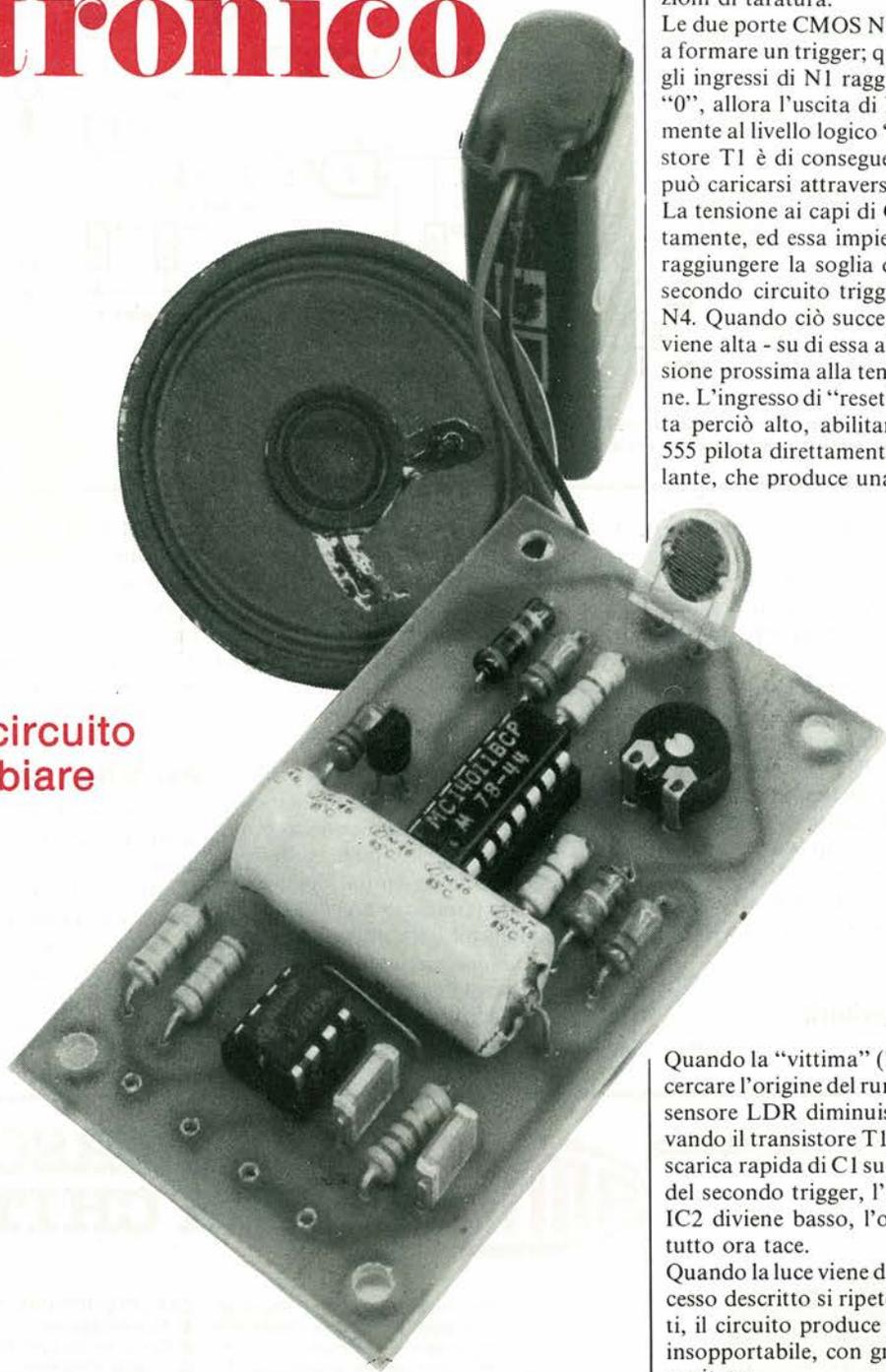
Gli ingressi dell'indicatore sono piuttosto sensibili, per cui devono essere adeguatamente schermati.

Inoltre, lo stesso circuito dell'indicatore produce una certa quantità di segnali spurii, che possono interferire nel corretto funzionamento del ricevitore. È quindi consigliabile racchiuderlo in un contenitore metallico.

Disturbatore elettronico

Un piccolo circuito che fa arrabbiare

W. Verbiest

Sei mai stato tenuto sveglio da un grillo? Spegni la luce, ti sdrai e appena stai per cedere al sonno, l'insetto comincia ad irritarti con il suo rumore. Appena il tempo di accendere la luce a guardar fuori, ed il grillo tace. Cercare di acchiappare questo disturbatore notturno è solo una perdita di tempo e motivo di maggiore irritazione.
Lo stesso risultato si può ottenere elettronicamente. A che scopo? Solo per il gusto di farlo.

I burloni di professione vorranno nascondere il circuito in modo che sia molto difficile scovarlo; per questo motivo deve essere piccolo, ed in più dotato di alimentazione a pila. Il dispositivo che qui descriviamo risponde ad entrambi i requisiti, dato che è montato su una basetta molto piccola ed è alimentato da una pila miniatura da 9 V.
L'elemento sensibile alla luce è una LDR. Al buio la sua resistenza è molto elevata; il trimmer P1 va regolato in modo tale che in queste condizioni gli ingressi della porta CMOS N1 siano a livello logico "0". Comunque, parleremo più avanti delle operazioni di taratura.
Le due porte CMOS N1 e N2 sono collegate a formare un trigger; quando la tensione sugli ingressi di N1 raggiunge il livello logico "0", allora l'uscita di N2 commuta rapidamente al livello logico "0" (massa). Il transistore T1 è di conseguenza interdetto, e C1 può caricarsi attraverso R5.
La tensione ai capi di C1 sale piuttosto lentamente, ed essa impiega alcuni minuti per raggiungere la soglia di commutazione del secondo circuito trigger, formato da N3 e N4. Quando ciò succede, l'uscita di N4 diviene alta - su di essa abbiamo cioé una tensione prossima alla tensione di alimentazione. L'ingresso di "reset" del timer 555 diventa perciò alto, abilitando l'oscillazione. Il 555 pilota direttamente un piccolo altoparlante, che produce una nota fastidiosa.

Quando la "vittima" (!!) accende la luce per cercare l'origine del rumore, la resistenza del sensore LDR diminuisce bruscamente attivando il transistore T1. Questo comporta la scarica rapida di C1 su R4, la commutazione del secondo trigger, l'ingresso di "reset" di IC2 diviene basso, l'oscillazione si blocca: tutto ora tace.
Quando la luce viene di nuovo spenta, il processo descritto si ripete e dopo alcuni minuti, il circuito produce di nuovo la sua nota insopportabile, con grande rabbia del malcapitato.

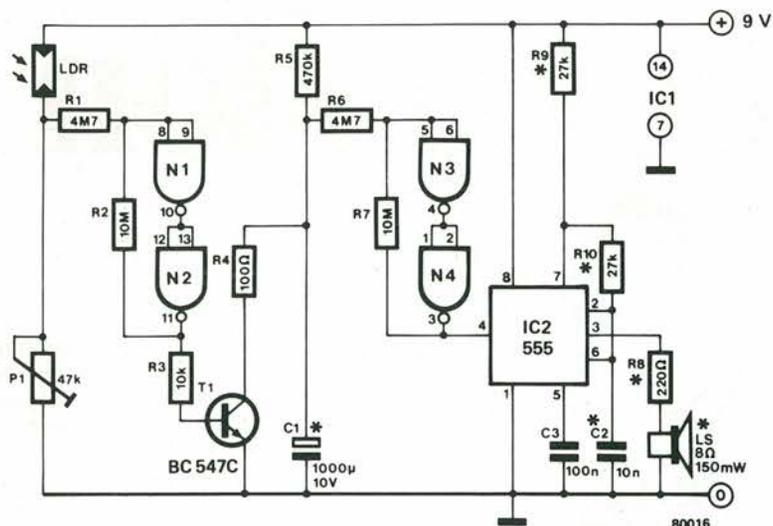
Taratura

La regolazione di P1 va eseguita in modo tale che il trigger N1/N2 funzioni correttamente; il modo più semplice per fare ciò è

1

N1 ... N4 = IC1 = 4011

* vedi testo

Figura 1. Non servono molti componenti per il nostro disturbatore elettronico. Il sensore LDR attiva il circuito quando sopraggiunge l'oscurità.

collegare un voltmetro fra l'uscita di N2 e la massa. Per prima cosa, regoliamo P1 affinché il voltmetro segni una tensione prossima a quella di alimentazione; poi giriamo P1 in senso antiorario finche l'uscita di N2 non commuta a livello "0" (praticamente 0 V) - con il sensore LDR al buio, naturalmente. Fatto questo, il procedimento di taratura è terminato.

Il tempo di ritardo, da quando la luce viene spenta a quando l'oscillatore inizia a funzionare, può essere modificato a piacere agendo sul valore di C1. In modo simile, una diversa nota può essere ottenuta modificando il valore di C2. Il rapporto fra il valore dei resistori R9 e R10 determina il tipo di suono ottenuto - più tecnicamente, esso determina il ciclo di lavoro dell'onda quadra generata. Per finire, l'intensità della nota prodotta dipende dal valore di R8. Fare attenzione comunque al fatto che questo resistore non deve avere valore inferiore a 100 Ω. È possibile impiegare qualsiasi altoparlante miniatura di impedenza superiore a 4Ω; maggiore è l'impedenza, maggiore l'intensità del suono prodotto.

2

Figura 2. Tutti i componenti relativi al disturbatore notturno (tranne l'altoparlante e la pila di alimentazione) trovano posto su di una piccola basetta stampata.

Elenco componenti

Resistenze:
R1,R6 = 4M7
R2,R7 = 10 M
R3 = 10 k
R4 = 100 Ω
R5 = 470 k
R8* = 220 Ω
R9*,R10* = 27 k
P1 = 47 k trimmer potenziometrico
LDR

Condensatori:
C1* = 1000 µ/10 V
C2* = 10 n
C3 = 100 n

Semiconduttori:
T1 = BC 107B, BC 547C o equiv.
IC1 = 4011
IC2 = 555

* vedi testo

Misuratore di sollecitazioni

Sono pochi gli argomenti che sfuggono alla nostra rivista, ma prima o poi arrivano tutti nell'obbiettivo delle nostre ricerche. Qui trattiamo per la prima volta il "misuratore di sollecitazioni" dalle molte applicazioni: per misurare i carichi sulle funi, per pesature, in campo sportivo eccetera.

W. van Dreumel

Sebbene il dispositivo qui descritto venga chiamato misuratore di sollecitazioni, esso è in effetti usato per misurare lo *sforzo*, vale a dire la forza che gli viene applicata.
La *sollecitazione* denota la *deformazione* di un materiale (esso cambia in forma o dimensioni), come risultato dell'azione dello sforzo. Comunque in tutti i materiali elastici (come ad esempio l'acciaio), c'è una relazione lineare fra lo sforzo e la sollecitazione, espressa dall'equazione: $\delta = \varepsilon \times E$, dove δ è la sollecitazione, ε è lo sforzo ed E è un coefficiente chiamato modulo dell'elasticità.
Ogni materiale ha un suo caratteristico valore di modulo di elasticità, che rimane costante entro certi limiti di sollecitazione. Poichè la sollecitazione è proporzionale allo sforzo, è possibile misurare uno conoscendo l'altro. Il disegno del misuratore di sollecitazione è mostrato in figura uno. Da un trasduttore viene prelevato un segnale elettrico. Questo segnale viene in seguito amplificato, e pilota così una scala di LED. Nella figura 3 è possibile vedere che il circuito elettrico è molto semplice. Il cuore di questo apparecchio è l'assorbitore di sollecitazioni. l'oggetto su cui agiscono le forze di cui si misura la sollecitazione. Questa parte del dispositivo non è in commercio, per cui ognuno di voi dovrà costruirsela.

Assorbitore di sollecitazione

Come appare dalla figura 2, l'oggetto che sostiene l'azione delle forze da misurare è formato da un lamierino di metallo appropriato, ai cui estremi si fa un foro. La parte centrale è più stretta, dato che in questo punto viene misurata la deformazione del metallo. Il valore della sollecitazione è in effetti misurata con uno speciale tipo di trasduttore, chiamato misuratore di sollecitazione elettrico-resistivo. La sua più semplice forma è realizzata con una rete di resistenze collegate e fissate fra due lamierini, costruiti nel modo già descritto. Il misuratore è collegato al metallo, così che subisce la stessa deformazione. I risultanti cambiamenti in lunghezza e larghezza di questo dispositivo causano un proporzionale cambiamento nella sua resistenza. Come si vede in figura 2 quattro resistenze misuratrici di sforzo sono montate in una configurazione a ponte, due davanti e due dietro l'assorbitore di sforzo. Le variazioni in resistenza sulla direzione verticale del misuratore (R2 e R3) sono sommate, mentre la direzione orizzontale controlla la compensazione di temperatura.
L'ulteriore vantaggio di questa disposizione, è che la flessione del metallo sul piano laterale non ha effetto, poichè il ponte rimane in equilibrio.
Il ponte è provvisto di alimentatore stabilizzato. Una corrente di circa 20 mA scorre nell'apparecchio, e poichè le resistenze del ponte sono di valore prossimo ai 120 ohm, quest'ultimo ha una tendenza di circa 5V.

Circuito elettrico

Il circuito del misuratore di sollecitazione è mostrato in figura 3 e, come già detto, è di modesta complessità.
Il valore della tensione di uscita del ponte è bassa per cui va amplificata prima di essere visualizzata sulla scala a LED. Si ottiene ciò usando due integrati del tipo 747, ognuno dei quali contiene due amplificatori operazionale del tipo 741 (chi vuole può utilizzare quattro integrati del tipo 741). A1 e B1 sono collegati in modo da realizzare un amplificatore a guadagno unitario e alta impedenza d'ingresso, in modo da non caricare il ponte attraverso il circuito di amplificazione. Quest'ultimo è formato da A2 e B2, che realizzano un amplificatore con un guadagno di circa 1000, regolabile con P2. In condizione di riposo (cioè nessuna forza applicata al misuratore), P1 deve essere regolato in modo che la tensione di uscita sia nulla.
Il display è formato con una colonna di LED, che sono pilotati dal voltmetro a LED UAA 170.
A seconda del valore della tensione di ingresso questo chip accende uno dei 16 LED a cui è collegato. Il dispositivo è protetto da valori positivi troppo alti e da valori negativi di tensione in ingresso, dal diodo zener D2.
Il circuito di alimentazione risponde ai requisiti richiesti dal circuito.
Infatti contiene due regolatori di tensione (7812 e 7912) per le tensioni di +12V e −12V, mentre i 5V per il ponte di resistenze è ottenuto tramite i due resistori R9 ed R10 ed il diodo Zener D1.

Costruzione

L'amplificatore, il chip che pilota il display ed i LED si possono facilmente montare su una scheda in vetronite o similare. La costruzione dell'assorbitore, comunque, comporta qualche difficoltà nel lavoro meccanico vero e proprio.
Le dimensioni dell'assorbitore dipenderan-

no dal tipo di materiale usato e dalla fascia di misurazioni che si vogliono effettuare. Per ottenere la sensibilità ottimale, bisogna scegliere il materiale in modo che possa sostenere, deformandosi, il massimo valore di sforzo misurabile. Guardando la colonna 3 della tabella 1, il materiale più adatto è l'ottone duro, la cui alternativa è sicuramente il duralluminio. La colonna 2 della tabella si usa per calcolare l'area della sezione dell'assorbitore. Questo si ottiene dividendo il massimo sforzo possibile per l'intervallo di misura richiesto. Il rapporto delle dimensioni X e Y della sezione, può essere a scelta, comunque X non deve essere minore di 10 mm., e la forma complessiva dell'assorbitore di sforzo, dovrebbe rimanere più o meno simile a quello mostrato in figura 2. I valori di R6 e P2 sono calcolati per un assorbitore in duralluminio e con sezione di 20 mm^2.
Sebbene il misuratore di sforzo e resistenza elettrica non è molto usato dagli amatori, vari tipi di questo strumento sono disponibili sul mercato. Per questa particolare applicazione la loro dimensione dovrebbe essere di 5 × 10 mm. I tipi disponibili sono fra gli altri, il EA-XX-250BG-120 della Micro Measurements, il 3/120 LY 11 della HBM, e il PR9833 k/01 della Philips.

Figura 1. Principio di funzionamento del misuratore di sforzo.

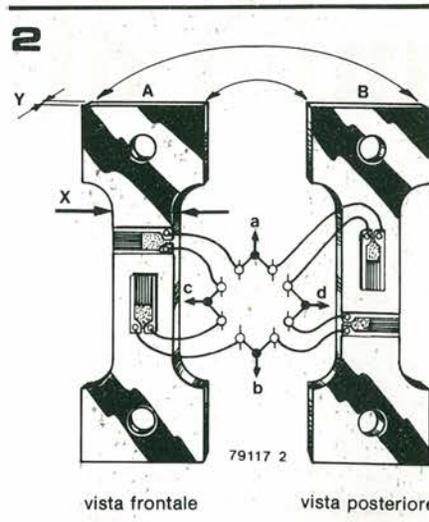



Figura 2. Il "cuore" dello strumento è l'"assorbitore di sforzo", che consiste in un lamierino di metallo adatto, sul quale sono montati quattro sensori a resistenza variabile collegati a ponte.

Calibrazione

Quando non è applicato nessuno sforzo, P1 deve essere regolato in modo che il primo LED della scala sia acceso.
Attaccando un peso di valore noto al misuratore, bisogna regolare P2 finché si accende il LED corrispondente (naturalmente questo dipenderà dalla scala di misura scelta). Se per esempio usiamo potenziometri a 10 giri, è possibile una accurata calibrazione della scala di misura. Per varie ragioni, è possibile che il punto 0 della scala tenda a fluttuare.
Comunque, se P1 è montato in modo da essere accessibile dall'esterno, ciò non rappresenta un grosso problema.

Bibliografia:
Applicazioni Lineari, National

Tabella 1

	modulo dell'elasticità E; kg/mm²	massimo sforzo permesso δ; kg/mm²	sollecitazione ε, al massimo sforzo permesso; %
ottone duro	9000	42	0.46
duralluminio	7000	26	0.37
ottone semiduro	9000	24	0.27
alluminio duro	7000	14	0.20
lamiera d'acciaio	21000	18	0.09

Tabella 1. Le informazioni contenute nella tabella, permettono la scelta del metallo più adatto per la realizzazione dell'"assorbitore", ed il calcolo della sezione trasversale necessaria.

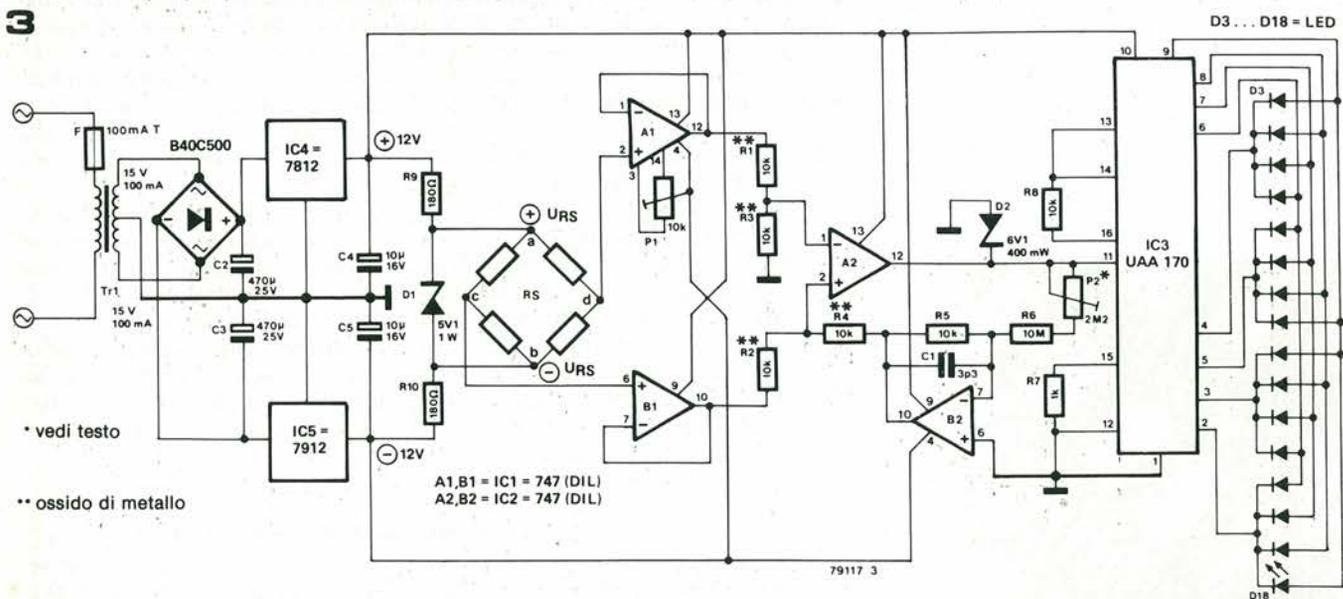



Figura 3. L'amplificatore ed il display dello strumento sono formati attorno a tre circuiti integrati. All'alimentazione simmetrica provvedono due regolatori di tensione integrati, mentre una coppia di resistori ed un diodo zener forniscono i 5 V necessari per il ponte di misura.

unità di riverbero digitale

Il riverbero artificiale è un effetto sonoro estremamente utile. Con esso infatti è possibile compensare le piccole dimensioni della maggior parte degli ambienti d'ascolto, incrementando la quantità di suono "riflesso" che giunge all'ascoltatore. I passaggi musicali acquistano così quella "spaziosità" o "corposità" che è possibile notare solamente durante le esecuzioni dal vivo nelle grandi sale da concerto. Ci sono metodi molto diversi per sintetizzare elettronicamente l'effetto riverbero; in questo articolo descriveremo il più avanzato, cioè la linea di ritardo digitale.

Uno dei problemi che si incontrano quandc si cerca di catturare la sonorità della musica "dal vivo", è che alcune tecniche di registrazione (ad esempio, il cosiddetto "missaggio diretto") privano il suono del riverbero naturale, così che la musica perde quella caratteristica di "spaziosità" propria della musica ascoltata in una sala da concerto. In modo analogo, se stiamo suonando un organo o una chitarra in un ambiente di piccole dimensioni, a causa dell'intervallo di tempo molto piccolo fra il suono diretto e quello riflesso dalle pareti, la musica perde la propria sonorità, e sembra inevitabilmente "piatta". Allora, se stiamo suonando uno strumento o ascoltando della musica registrata, una unità di riverbero può costruire artificialmente la naturale "pienezza" della musica "live" ed aumentare le dimensioni (apparenti!) dell'ambiente d'ascolto, ritardando elettronicamente il segnale musicale e quindi sommando segnale diretto e segnale ritardato.

Si parla di "effetto eco" riferendosi a ripetizioni successive e chiaramente udibili di un dato suono (ad esempio, una parola o un accordo musicale) dovute alla riflessione, mentre il riverbero descrive piuttosto lo smorzamento graduale del suono. In sostanza, l'effetto eco presuppone un tempo di ritardo (fra segnale diretto e segnale riflesso) molto maggiore del riverbero; e poichè il tempo di ritardo massimo ottenibile con il circuito qui descritto è piuttosto breve, ci interessa soprattutto il fenomeno del riverbero.

Le linee di ritardo più comuni, ad esempio quelle elettro-meccaniche (i cosiddetti "riverberi a molla") soffrono per la maggior parte di una eccessiva sensibilità nei confronti di suoni e vibrazioni esterne, mentre le unità più economiche producono suoni metallici e gracchianti. Le camere di riverbero impiegate negli studi di registrazione, che offrono effettivamente un effetto riverbero molto realistico, non solo costano molto, ma il loro ingombro e peso rende tali apparati intrasportabili. Problemi simili vengono posti dalle unità per eco e riverbero del tipo a nastro: l'inerente sensibilità ai disturbi meccanici pone enormi problemi in fase di progetto e costruzione - soprattutto se esse sono destinate all'impiego professionale.

Non fa quindi sorpresa che oggi la tendenza sia quella di realizzare unità di riverbero completamente elettroniche, non solo perchè più affidabili, meno voluminose e più leggere, ma anche perchè possono fornire segnali musicali più fedeli in modo relativamente semplice. Un vantaggio ulteriore - che però non viene preso in considerazione in questo articolo - è la possibilità di incorporare alcuni effetti particolari, quali il "phasing" o il "flanging".

Il cuore di una unità elettronica di riverbero è la linea di ritardo, che può essere in sostanza di due tipi diversi: o analogica (ad esempio, le cosiddette "bucket-brigade memories") o digitale (registri a scorrimento).

Nel caso delle linee di ritardo digitali, il segnale analogico deve subire alcune particolari elaborazioni a monte e a valle della linea di ritardo vera e propria (il registro a scorrimento). Innanzitutto, mediante un convertitore A/D, la forma analogica deve essere convertita nel corrispondente codice digitale; poi, il segnale all'uscita del registro deve essere applicato ad un convertitore D/A per il processo inverso: ricostruire la forma analogica a partire dal codice digitale.

Le linee di ritardo digitali presentano diversi vantaggi rispetto a quelle analogiche, dato che, nelle linee analogiche, quanto più lunga è la linea stessa, tanto più viene alterato il segnale che vi scorre.

Lo schema funzionale di una unità di riverbero digitale è mostrato in figura 1. Il segnale analogico in ingresso viene amplificato e codificato in binario dal convertitore A/D. Sotto forma binaria, il segnale è poi applicato al registro a scorrimento, nel quale viene fatto passare da una cella di memoria alla successiva secondo la cadenza imposta dal generatore di "clock".

Il segnale in uscita dal registro viene riconvertito in forma analogica dal convertitore D/A. Il segnale analogico ritardato viene quindi attenuato e sommato al segnale in ingresso, per produrre il desiderato segnale d'uscita. È evidente che lo stesso segnale ritardato viene applicato nuovamente all'ingresso della linea di ritardo: questo "anello" produce lo smorzamento graduale del suono.

Modulazione a delta

Ci sono molti metodi per convertire un segnale analogico in un codice binario equivalente, fra i quali il più conosciuto è quello chiamato PCM ("Pulse Code Modulation"). Questo metodo comporta il campionamen-

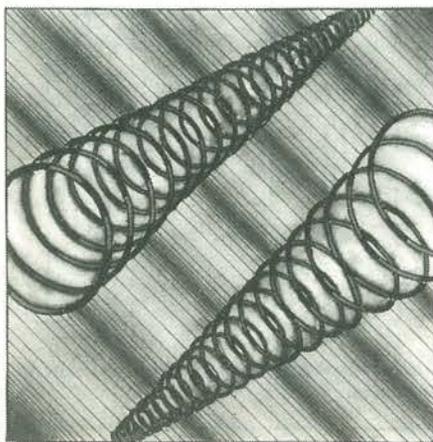
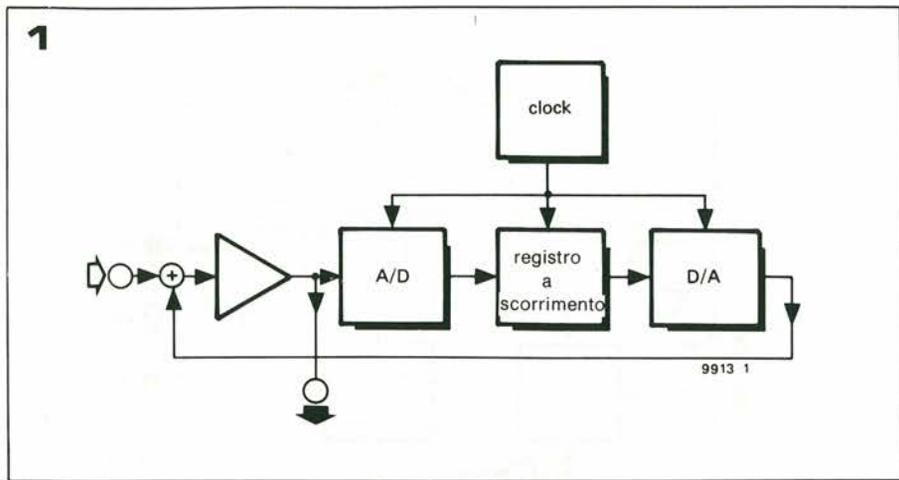



Figura 1. Diagramma funzionale semplificato di una unità di riverbero digitale. Il segnale analogico in ingresso viene convertito in forma digitale, ritardato dal registro a scorrimento, e poi riconvertito in forma analogica.

Figura 2. Esposizione grafica del principio di funzionamento di un modulatore a delta. Il modulo Uδ indica se il segnale di reazione Uy è maggiore o minore del segnale in ingresso Ux.

Figura 3. Diagramma funzionale di un modulatore a delta lineare. il modulatore comprende un anello di reazione, in modo che il segnale in ingresso viene costantemente comparato al segnale in uscita, demodulato localmente.

Figura 4. Schema a blocchi di un modulatore a delta non lineare. L'altezza di ogni passo di approssimazione è funzione dell'inviluppo del segnale analogico in ingresso.

to del segnale analogico (ad una frequenza che è almeno doppia della più alta frequenza permessa al segnale analogico) per ottenere una serie di numeri binari che rappresentano il valore quantizzato dei campionamenti istantanei. Le informazioni binarie così risultanti possono poi essere elaborate, ad esempio applicate ad un registro a scorrimento, in modo sia parallelo sia seriale. Questo metodo, di cui esistono un gran numero di differenti variazioni, comporta tuttavia una serie di svantaggi. Gli svantaggi più gravi sono tre: innanzitutto che occorre un filtro passa-basso a pendenza molto alta per rimuovere le componenti residue della frequenza di clock durante la demodulazione del segnale. Poi, nel caso di conversione seriale, la necessità che il demodulatore sia esattamente sincronizzato con i dati seriali in uscita, e, in ultimo, la grande quantità di distorsione ed interferenze che può essere prodotta da difetti nei circuiti di conversione.

Una forma di conversione analogico/digitale che è meno critica rispetto agli svantaggi ora descritti è la "modulazione a delta" ("delta modulation"). Questo sistema è illustrato in figura 2. In sostanza, il segnale analogico a bassa frequenza U_x viene approssimato da un segnale U_y che continuamente cresce o decresce con linearità. L'uscita del modulatore, $U\delta$, dà indicazione se il segnale U_y sta crescendo o decrescendo: nel primo caso, $U\delta$ assume il valore logico "1"; se inveceU$_y$ sta decrescendo, $U\delta$ ha il valore logico "0". In questo modo, gli incrementi o decrementi del segnale analogico in ingresso vengono convertiti in una serie di bit. Se il segnale analogico in ingresso è costante, allora all'uscita del modulatore abbiamo la serie ... 010101 ... ecc.

La modulazione e, soprattutto, la demodulazione a delta, sono processi fondamentalmente semplici. La demodulazione, infatti, non è nient'altro se non l'integrare $U\delta$, ed il modo più semplice per fare ciò è una rete RC.

Lo schema funzionale di un modulatore a delta è mostrato in figura 3. Come si può osservare, il circuito comprende una rete di reazione. Un rilevatore locale (un integratore) converte la serie di bit in uscita ($U\delta$) nel segnale U_y. Il segnale analogico in ingresso (U_x) viene poi confrontato con il segnale U_y, e, se il primo è maggiore, allora l'uscita del comparatore è alta: se invece U_x è minore di

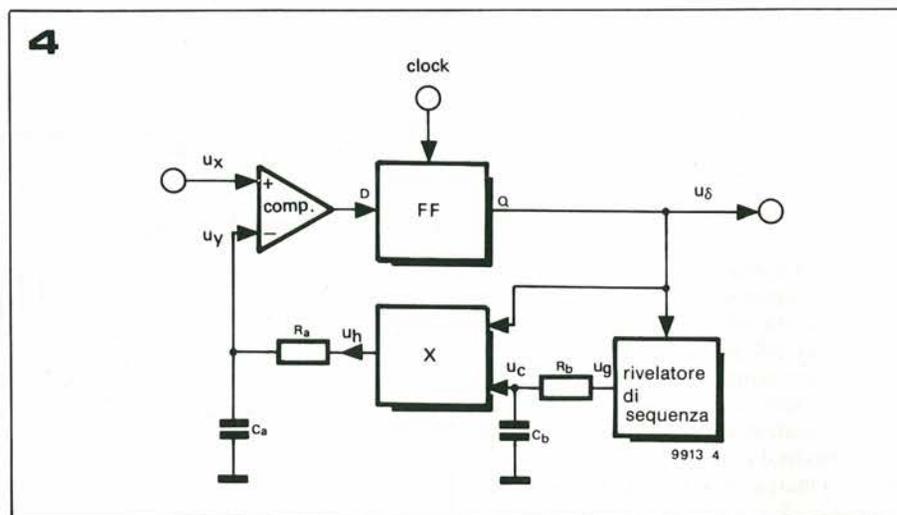
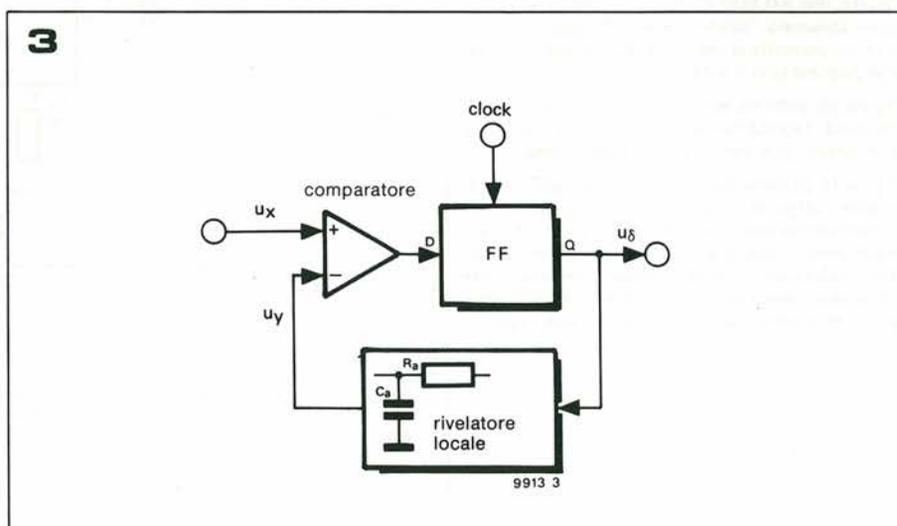
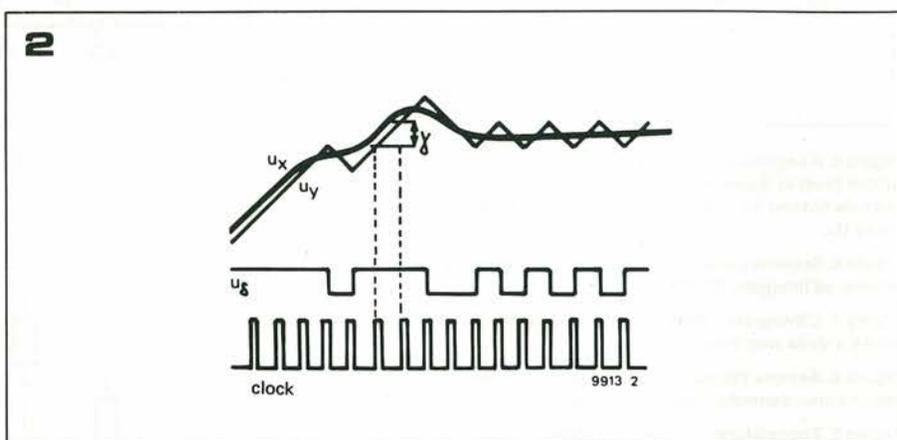
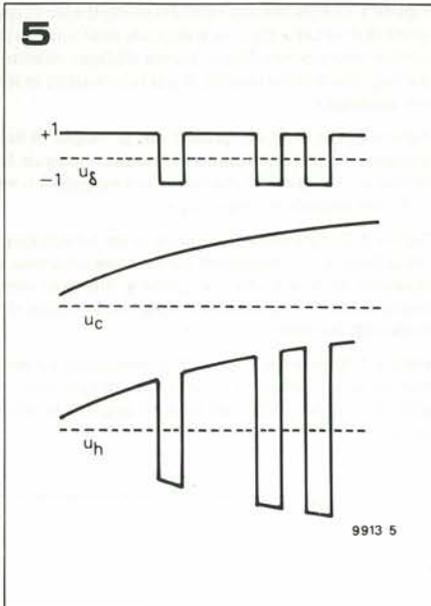



Figura 5. Il segnale Uh in uscita dal circuito moltiplicatore (vedi la figura 4), è il prodotto analogico del segnale binario Uδ e del segnale analogico di controllo Uc.

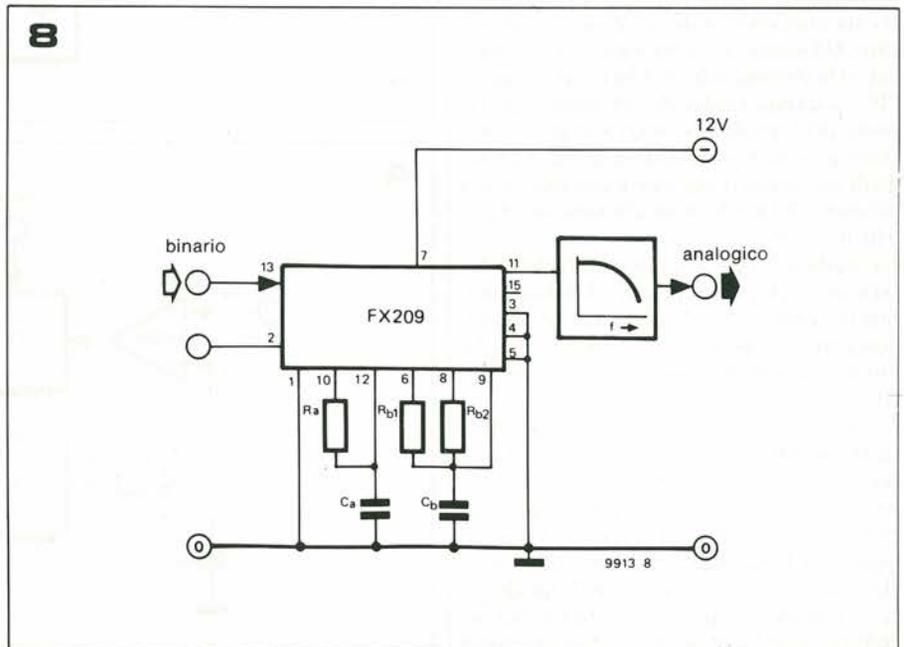
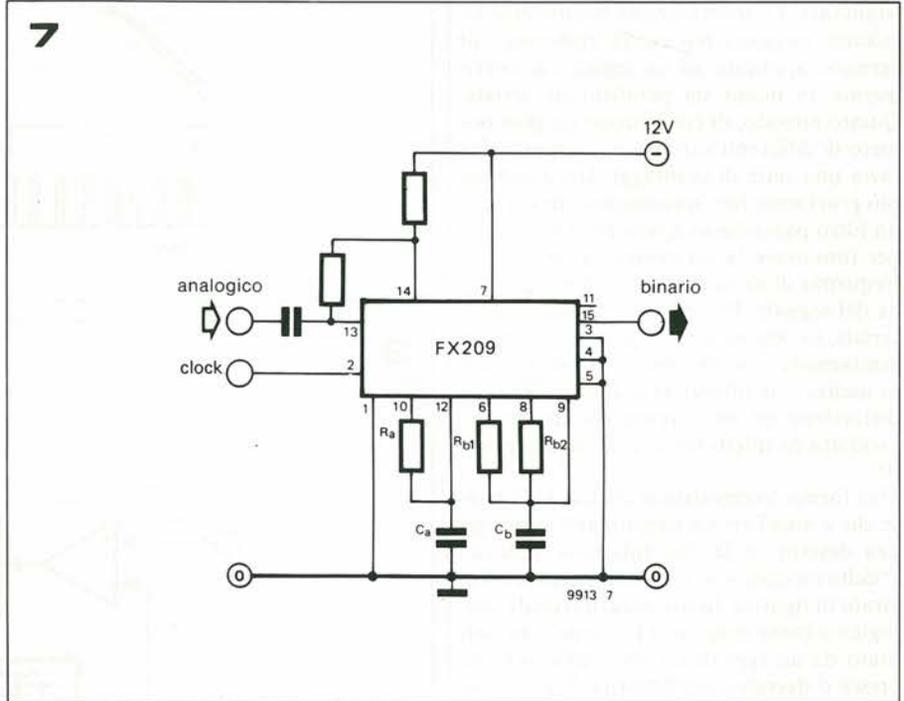
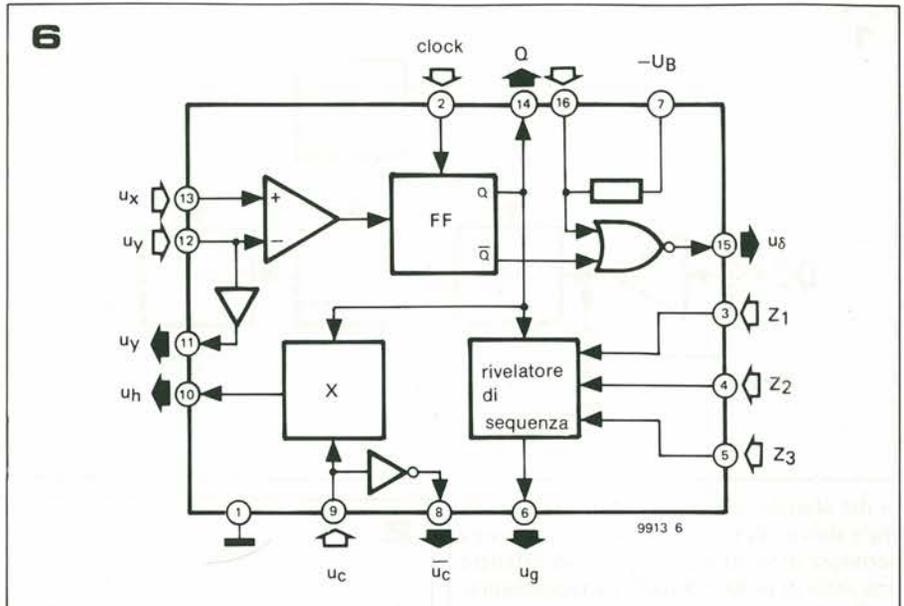
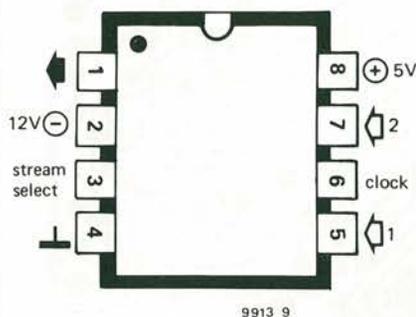
Figura 6. Schema a blocchi semplificato del circuito interno all'integrato FX209.

Figura 7. L'integrato FX209 connesso come modulatore a delta non lineare.

Figura 8. Sempre l'integrato FX209: qui però è connesso come demodulatore a delta non lineare.

Figura 9. Zoccolatura del registro a scorrimento integrato, tipo AM 2533 o AM 2833. L'ingresso di controllo chiamato "stream select" (= selettore d'ingresso), permette la scelta fra i due possibili ingressi di segnale (pin 5 e 7).

Figura 10. Schema elettrico completo dell'unità di riverbero. Teoricamente, la lunghezza del registro a scorrimento può essere estesa indefinitamente.

Figura 11. Schema elettrico del doppio alimentatore adatto all'unità di riverbero. Entrambe le linee di alimentazione sono protette contro accidentali sovratensioni. L'alimentatore è progettato per alimentare fino a quattro schede ausiliarie; se però l'unità viene usata nella versione di base, l'alimentatore può essere ridotto di conseguenza - vedi testo.

U_y, allora l'uscita del comparatore sarà bassa. In corrispondenza di ciascun impulso di clock, l'uscita del flip-flop assume il valore istantaneo dell'uscita del comparatore. Il modulatore quindi indica la polarità della quantità "differenza fra il segnale in ingresso e il segnale di reazione"; da qui il suo nome, dato che il simbolo δ (delta) viene spesso usato in matematica ad indicare piccole differenze.

Modulazione non lineare

Il sistema di modulazione descritto sopra viene chiamato "modulazione a delta lineare". Il fattore di distorsione del segnale demodulato rispetto al segnale originale dipende dal rapporto fra il livello del segnale U_x in ingresso e l'altezza γ di ciascun passo (vedi la figura 2), altezza che corrisponde alla minima variazione del segnale analogico U_y, variazione a sua volta indicata dal cambiamento di un bit del segnale digitale prodotto. Se tale altezza rimane costante, allora un piccolo segnale in ingresso di piccola intensità soffrirà di un fattore di distorsione relativa molto maggiore nei confronti di un segnale in ingresso di grande ampiezza.

È comunque possibile ridurre considerevolmente la distorsione media facendo sì che l'altezza di ogni singola variazione del segnale U_y vari a seconda dell'ampiezza del segnale analogico in ingresso.

Occorre quindi far sì che γ vari in modo direttamente proporzionale al valore istantaneo del segnale in ingresso - ciò significa far sì che il modulatore abbia una caratteristica di trasferimento non lineare. Tuttavia, è stato dimostrato sperimentalmente che per le applicazioni audio il miglior risultato è ottenuto quando γ varia in accordo con l'inviluppo del segnale in ingresso. Un modulatore nel quale l'altezza di ciascun passo di variazione è funzione dell'inviluppo del segnale analogico, agisce in modo simile ad un controllo automatico di volume ed è conosciuto come "modulatore delta non lineare".

La figura 4 mostra lo schema funzionale di un modulatore di questo genere. R e C formano la rete di integrazione del rivelatore locale e svolgono la medesima funzione descritta sopra per il circuito di figura 3, cioè convertono i treni di impulsi U_h nel segnale analogico U_y.

Il segnale U_h in uscita dal moltiplicatore non è identico al segnale U_δ, ma è il prodotto

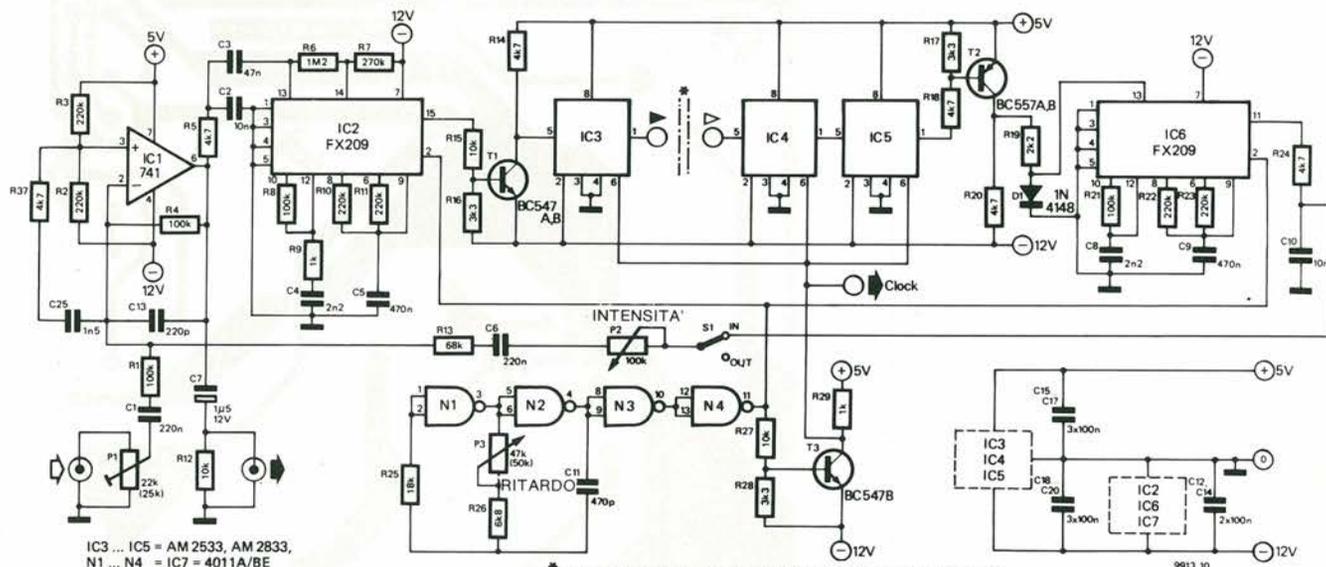
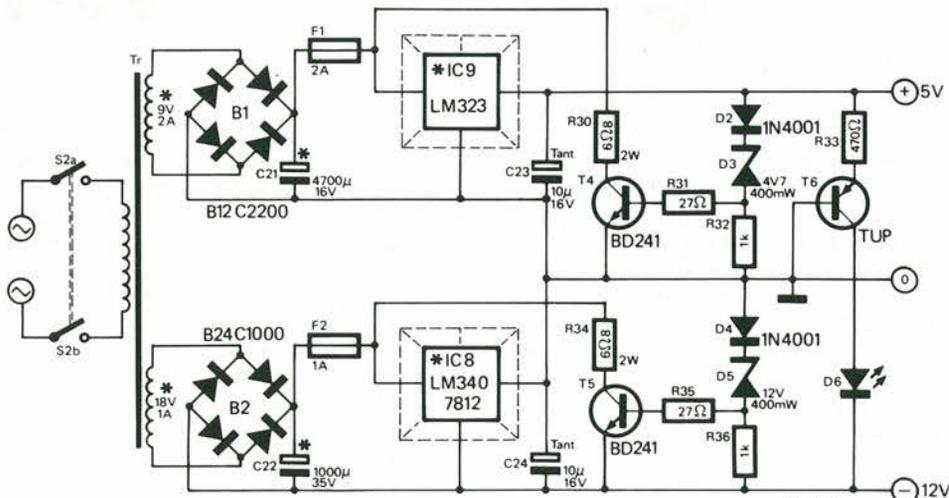
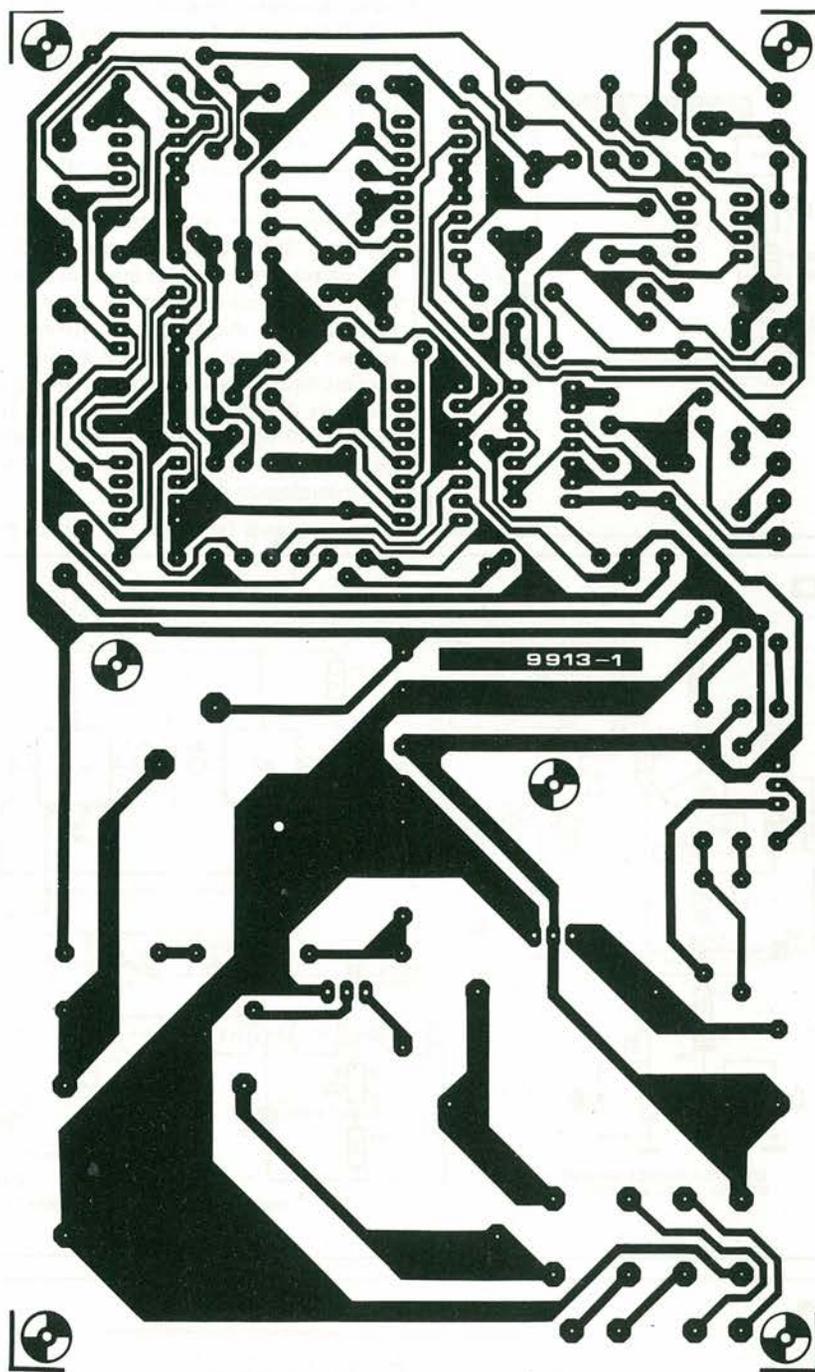
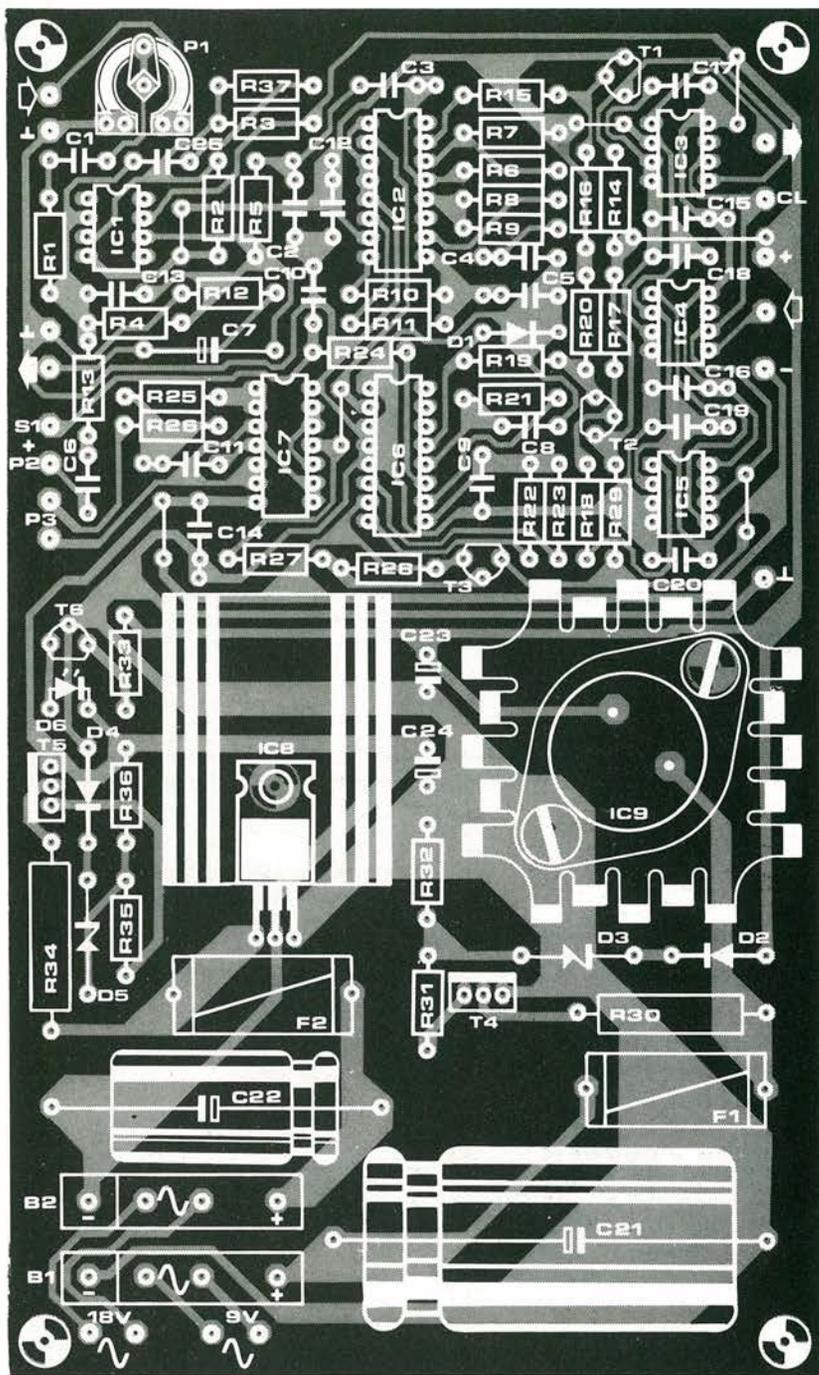



Figura 12. Disegno delle poste ramate e disposizione dei componenti relativa alla basetta (EPS 9913-1) su cui è allestita l'unità di base (circuiti di figura 10 e figura 11).

(analogico) fra il segnale binario Uδ ed il segnale analogico di controllo U_c (vedi la figura 5). A sua volta, il segnale di controllo U_c è ottenuto tramite un secondo integratore, R_b/C_b, che ha una costante di tempo maggiore rispetto all'integratore R_a/C_a.
Il segnale U_g è un segnale binario fornito da un "rivelatore di sequenza" e determinato dal valore logico istantaneo di Uδ, confrontato con i valori che esso ha assunto in precedenza. In certe condizioni U_g è alto e rimane in tale stato per un certo numero di impulsi di clock. Ad esempio ciò succede quando gli ultimi tre valori logici assunti da Uδ sono identici, tutti alti o tutti bassi.
Si ottiene allora che U_g indica una profonda mutazione del livello del segnale in ingresso, dato che se Uδ è rimasto alto per diversi impulsi di clock allora U_x sta crescendo in modo continuo, mentre se Uδ rimane basso per più periodi di clock, allora U_x sta decrescendo in modo continuo: in entrambi i casi U_g rimane alto. Quando U_g rimane alto per più impulsi di clock, cioè il valore di U_x sta cambiando in modo considerevole, il condensatore C_b continua a caricarsi. Il risultato è che in questo modo viene incrementata l'altezza del treno di impulsi U_h, cosa che corrisponde quindi ad una variazione di Y in relazione all'inviluppo di U_x.

Integrati modulatori

L'unità di riverbero digitale comprende due integrati tipo FX 209. Il primo realizza il modulatore, il secondo il demodulatore, secondo il metodo ora descritto. L'integrato, in contenitore DIL a 16 pin, funziona in logica negativa, cioè il livello logico "0" è rappresentato da 0V, mentre il livello logico "1" da una tensione negativa.
La figura 6 mostra il diagramma funzionale semplificato del circuito interno all'FX 209. Molte unità funzionali possono essere riconosciute riferendosi alla figura 4. Un amplificatore a guadagno unitario fa sì che U_y sia disponibile su bassa impedenza al pin 11. Il segnale binario Uδ non è solo disponibile direttamente dall'uscita A del flip-flop FF (pin 14) ma anche dall'uscita Q attraverso una porta NOR (pin 15). Se il pin 16 viene lasciato libero, il segnale logico al pin 15 è

Elenco componenti relativo alle figure 10 e 11 (unità di base)

Resistenze:
R1,R4,R8,R21 = 100 k
R2,R3,R10,R11,
R22,R23 = 220 k
R5,R14,R18,R20,
R24,R37 = 4k7
R6 = 1M2
R7 = 270 k
R9,R29,R32,R36 = 1 k
R12,R15,R27 = 10 k
R13 = 68 k
R16,R17,R28 = 3k3
R19 = 2k2
R25 = 18 k
R26 = 6k8
R30,R34 = 6Ω8/2 W
R31,R35 = 27 Ω
R33 = 470 Ω
P1 = 22 k (25 k) trimmer
P2 = 100 k lin
P3 = 47 k (50 k) lin

Condensatori:
C1,C6 = 220 n
C2,C10 = 10 n
C3 = 47 n
C4,C8 = 2n2
C5,C9 = 470 n
C7 = 1µ5/12 V
C11 = 470 P
C12,C14 . . . . C20 = 100 n
C21 = 4700 µ/16 V
C22 = 1000 µ/35 V
C23,C24 = 10 µ/16 V tantalio
C25 = 1n5

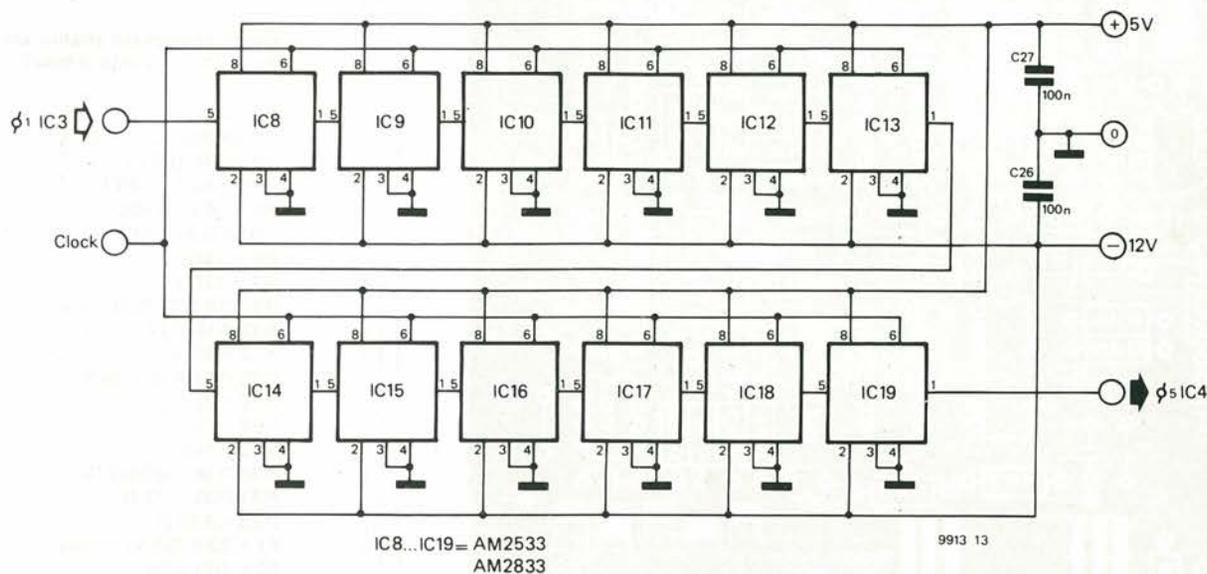
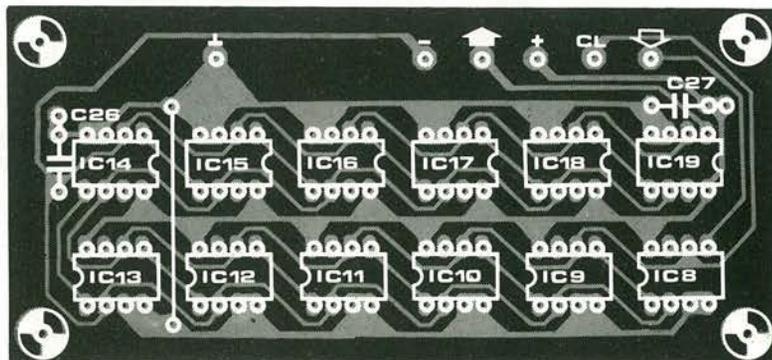
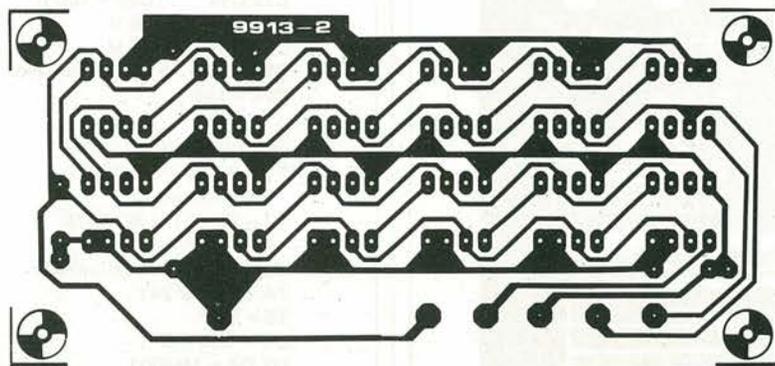
Semiconduttori:
T1 = BC 547A, BC 547B
o equivalente
T2 = BC 557A, BC 557B
o equivalente
T3 = BC 547B o equivalente
T4,T5 = BD 241
T6 = TUP
D1 = 1N4148
D2,D4 = 1N4001
D3 = zener 4.7 V/400 mW
D5 = zener 12 V/400 mW
D6 = LED
IC1 = 741
IC2,IC6 = FX 209
IC3 . . . IC5 = AM 2533,
AM 2833,
IC7 = N1 . . . N2 = 4011
IC8 = LM 340, 7812
IC9 = LM 323
B1 = 12 V/2.2 A ponte rettificatore
B2 = 24 V/1 A ponte rettificatore

Varie:
Tr = trasformatore 9 V/2 A,
18 V/1 A
F1 = 2 A fusibile rapido
F2 = 1 A fusibile rapido
S1 = deviatore unipolare
S2 = doppio deviatore

identico a quello sull'uscita Q del flip-flop. L'inverso di U_c è presente sul pin 8.
Il livello logico attribuito ai tre ingressi Z_1 Z_2 e Z_3 controlla il funzionamento del rivelatore di sequenza. Se tutti e tre gli ingressi sono collegati alla massa, e se l'uscita Q rimane alta conservando lo stesso livello logico per tre successivi periodi di clock, allora l'uscita del rivelatore (pin 6) diviene alta per un periodo di clock.
Le figure 7 e 8 mostrano come l'integrato FX209 deve essere collegato per formare un modulatore ed un demodulatore a delta non lineare, rispettivamente. In entrambi i casi, R_a e C_a formano la rete di integrazione del rivelatore locale. La seconda rete di integrazione, con una costante di tempo molto più grande ed il cui compito è la generazione del segnale di controllo U_c, è collegata ai pin 6, 8 e 9 dell'integrato. R_{b1} determina la costante di tempo di carica, R_{b2} quella di scarica.
Nel caso del modulatore, è presente un anello di reazione fra l'uscita Q (pin 14) e l'ingresso non-invertente del comparatore (pin 13). Ciò assicura che nel caso di un segnale in ingresso costante (ad esempio, 0 V), l'uscita del modulatore sia la serie desiderata ... 101010 ...
Nel demodulatore, il segnale binario in ingresso è applicato all'ingresso non-invertente del comparatore; dato che il segnale analogico applicato all'ingresso invertente avrà sempre ampiezza inferiore al segnale binario, all'uscita del comparatore è presente il

13

IC8...IC19= AM2533
AM2833

9913 13

14

Elenco componenti relativo alla figura 13 (basetta supplementare)

Condensatori:
C26,C27 = 100 n

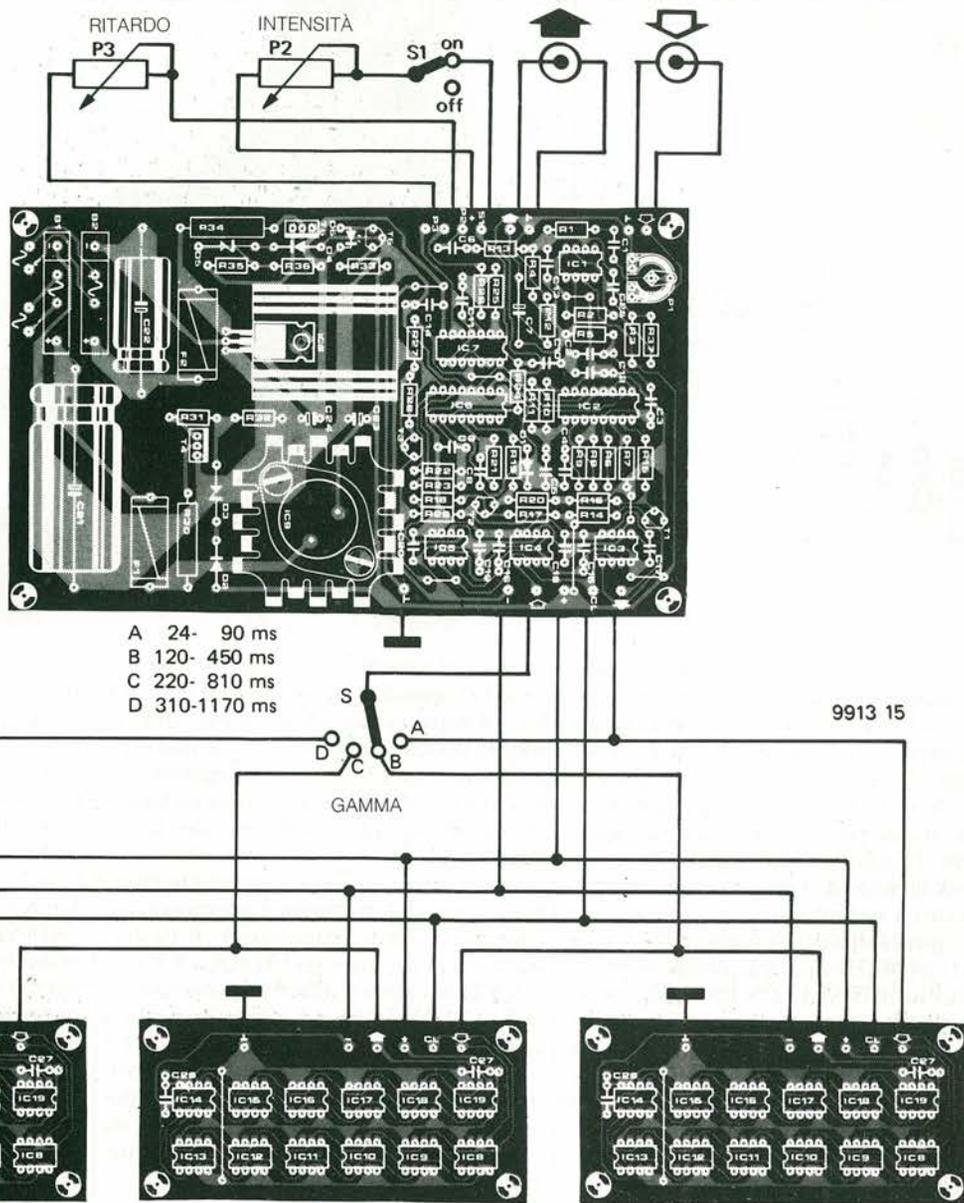
Semiconduttori:
IC8 . . . IC19 = AM 2533,
AM 2833

segnale binario; il comparatore quindi agisce come "buffer" per il segnale binario stesso.

Registri a scorrimento

Il registro a scorrimento impiegato per ritardare il segnale in forma digitale richiede alcune informazioni ed una certa quantità di "hardware". È composto da integrati tipo AM 2533 o AM 2833. Ciascuno di questi, in contenitore DIL da 8 pin, contiene un registro a scorrimento da 1024 bit. Questi integrati sono realizzati con tecnologia PMOS e richiedono due tensioni di alimentazione, una positiva (+5 V, 30 mA max per chip) ed una negativa (−12 V, 7,5 mA max). Il livello logico "0" è rappresentato da una tensione prossima a 0 V, mentre il livello logico "1" corrisponde ad una tensione di circa +5 V (livelli logici simili ai TTL). Per questo motivo, è evidente che è necessario interporre degli adattatori di livello fra i registri ed i due FX209.

I registri necessitano di una sola linea di clock. Quando l'ingresso di clock diviene alto, vengono caricate le informazioni nel registro, mentre quando diventa basso, le in-

formazioni già presenti vengono fatte avanzare di un bit. La massima frequenza di clock permessa per questi integrati è 1,5 MHz. In figura 9 è la zoccolatura. L'ingresso denominato "stream select" permette di scegliere fra i due ingressi presenti per il registro; se il pin marcato "stream select" è basso, è attivo l'ingresso 1 (pin 5) del registro; se invece è alto, allora è attivo l'ingresso 2 (pin 7).

Schema elettrico

La figura 10 mostra lo schema elettrico completo dell'unità di riverbero digitale. Il segnale audio in ingresso è applicato ad uno stadio amplificatore invertente a guadagno unitario (IC1); da qui all'ingresso del modulatore IC2. Il circuito attorno ad IC2 può essere compreso facilmente riferendosi alla figura 7; l'unica aggiunta è il resistore R9 (1 k) che rende il modulatore più stabile alle alte frequenze.
L'uscita del modulatore è applicata ad un adattatore di livello realizzato attorno a T1, che sposta i livelli dei segnali logici in uscita dal modulatore in modo da renderli compatibili con l'ingresso del registro. Il registro a scorrimento, nella versione base del circuito, è composto dagli integrati IC3, IC4 e IC5, sebbene sia possibile "allungare" il registro inserendo altri integrati fra IC3 e IC4. A questo scopo è previsto un circuito stampato ausiliare ("extention board"), sul quale è possibile montare 12 integrati e che viene usato appunto per aumentare il ritardo prodotto dal circuito.
L'ultimo registro della catena, IC5, è seguito da un secondo adattatore di livello (T2), in modo da restituire al segnale logico i livelli compatibili con il demodulatore. Il diodo D1 protegge l'FX 209 da ampi picchi positivi in ingresso. All'uscita del demodulatore è presente un semplice filtro passa-basso che sopprime i segnali con frequenza superiore a 3,4 kHz circa.
Quando S1 è chiuso ("IN"), il segnale, attraverso P2 ("INTENSITA'"), viene riportato all'ingresso del circuito dove è sommato con il segnale audio entrante. La somma fra segnale audio entrante e segnale ritardo, presente a valle di IC1, costituisce il segnale in uscita dall'unità; va notato che in questo modo il segnale ritardato viene riammesso nella catena.
Il modulatore ed il demodulatore a delta, il registro a scorrimento vengono controllati

Figura 13. Schema elettrico della basetta supplementare, che contiene 12 integrati tipo AM 2533 o AM 2833 ed un paio di condensatori di disaccoppiamento.

Figura 14. Disegno delle piste ramate e disposizione dei componenti relativi alla basetta supplementare (EPS 9913-2).

Figura 15. Una soluzione piuttosto soddisfacente è il collegamento delle basette supplementari tramite un commutatore: possiamo quindi scegliere, secondo necessità, fra diversi intervalli di ritardo.

Figura 16. È possibile impiegare degli integrati tipo MM 5058 per la realizzazione del registro, al posto degli AM 2533 o 2833 indicati nell'elenco componenti. In questo caso però (ed in questo caso soltanto) occorre apportare al circuito di figura 10 le modifiche qui indicate.

da un medesimo segnale di clock, prodotto dal generatore ad onda quadra realizzato attorno alle porte N1 e N2. N3 e N4 fungono semplicemente da buffer. Sull'uscita di N4 abbiamo il segnale di clock, i cui livelli logici sono 0 V e −12 V, e che viene quindi direttamente usato per pilotare i due integrati FX209. T3 adatta i livelli logici del segnale di clock in modo da renderlo accettabile per il registro a scorrimento.
La frequenza di clock può essere variata fra 30 kHz e 120 kHz circa agendo sul potenziometro P1 ("RITARDO"). Di conseguenza, il ritardo prodotto da ciascun registro (1024 bit) è compreso fra 8 e 30 msec.; la versione base dell'unità (tre integrati tipo AM 2533) fornisce un ritardo compreso fra 24 e 90 msec.; l'aggiunta di una basetta supplementare (abbiamo un totale di 15 registri) permette un ritardo del segnale audio compreso fra 120 e 450 msec.

Alimentazione

L'unità di riverbero digitale necessità di due diverse tensioni di alimentazione, + 5 V e − 12 V. La figura 11 mostra il circuito elettrico di un alimentatore adatto al nostro scopo; esso può alimentare fino a quattro basette supplementari, oltre all'unità principale. La sorgente a +5 V fornisce infatti fino a 2,5 A max., mentre quella a −12 V può essere caricata fino ad 1 A circa.
I due integrati (IC8 e IC9) provvedono alla regolazione della tensione, alla limitazione della corrente massima e alla protezione termica per entrambe le sorgenti. Le due sorgenti sono protette anche contro eventuali sovratensioni in uscita. Quest'ultima possibilità previene che tensioni eccessivamente alte o "spike" di tensione appaiano lungo le linee di alimentazione, a causa di un cattivo funzionamento dei regolatori o per errori commessi nella fase di montaggio. Sebbene questa possa sembrare una precauzione inutile, la vulnerabilità ed il costo non indifferente degli integrati impiegati nel circuito suggeriscono questo eccesso di prudenza.
La protezione contro le sovratensioni per la sorgente a +5 V è data da T4. Quando la tensione sulla linea di alimentazione supera la tensione di zener di D3 + la caduta di tensione su D2 (quindi maggiore di 4,7 + 0,7 = 5,4 V), T4 entra in conduzione provocando la rottura del fusibile F1. Allo stesso modo viene protetta da T5 la sorgente negativa.
Se l'unità di riverbero viene usata esclusivamente nella sua versione di base (solo tre integrati per il registro a scorrimento) - essa produce comunque un chiaro effetto riverbero - è possibile ridimensionare conseguentemente il circuito alimentatore. Il trasformatore può fornire solo 100 mA a 9 V e 50 mA a 18 V. I ponti rettificatori possono essere da 12 e 24 V, 100 mA, rispettivamente. I condensatori di livellamento C21 e C22 è sufficiente siano da 1.000 µF e 220 µF rispettivamente (mantenendo le medesime tensioni di lavoro). F1 diviene da 150 mA, F2 da 75 mA, mentre un 7805 può sostituire l'integrato 323.

Basette stampate

La versione base dell'unità (circuito di figura 10) ed il circuito alimentatore (figura 11) vengono allestiti sul medesimo circuito stampato. Il disegno delle piste ramate e la relativa disposizione dei componenti sono riportate in figura 12.
I regolatori di tensione IC8 e IC9 devono essere entrambi montati su opportuni dissipatori di calore.
Senza dimenticare le normali precauzioni nel maneggiare integrati MOS, il montaggio non comporta tuttavia difficoltà particolari. L'impiego degli zoccoli per tutti gli integrati è tassativo. Usare per F1 e F2 fusibili di tipo rapido. Se l'unità viene impiegata esclusivamente nella versione di base, occorre effettuare un ponte fra l'uscita di IC3 e l'ingresso di IC4.
Il circuito elettrico della basetta supplementare è mostrato in figura 13. La basetta permette il montaggio di 12 registri a scorrimento identici ad IC3 ... IC5, con la sola aggiunta di due condensatori da 100 n per il disaccoppiamento delle alimentazioni. Il disegno della basetta e la relativa disposizione dei componenti sono illustrate in figura 14.
È possibile impiegare più di una basetta supplementare, e noi raccomandiamo di aggiungerne almeno una alla unità di base. Infatti, sebbene l'unità di base produca un chiaro effetto di riverbero, la qualità è l'intensità del riverbero così prodotto ne limitano il campo di impiego. Un'idea utile è collegare la o le basette supplementari all'ingresso di IC4 attraverso un commutatore. In figura 15 sono indicate le connessioni fra l'unità di base e tre basette supplementari.
L'intervallo di regolazione del controllo di "RITARDO" (P3) dipende ora dalla posizione del commutatore S. Dato che una frequenza di clock più alta significa una banda passante più ampia per il segnale ritardato, la qualità del suono prodotto è migliore quando il tempo di ritardo scelto è abbastanza piccolo, cioè quando il comando di "RITARDO" è regolato verso il minimo.
La sensibilità del circuito può essere regolata mediante il trimmer resistivo P1, che va aggiustato in modo tale da impedire che il circuito vada in saturazione - la distorsione che ne consegue è facilmente udibile. La sensibilità può così essere scelta nell'intervallo 10 mV - 3 V pp circa. Se l'unità di riverbero viene usata con differenti sorgenti di segnale, è conveniente sostituire P1 con un potenziometro logaritmico.

I registri a scorrimento: nota sui componenti

Nell'elenco componenti sono indicati gli integrati AM 2533 e AM 2833 per il registro a scorrimento. I due tipi sono praticamente equivalenti fra loro. È anche possibile l'impiego di integrati tipo MM 5058, che presentano la medesima zoccolatura. Tuttavia, l'ampiezza degli impulsi sugli ingressi di clock (pin 6) e di segnale (pin 5) è eccessiva per questi integrati, e può portarli oltre i limiti di dissipazione massima.
Nel caso quindi si intenda utilizzare gli integrati tipo MM 5058 per la realizzazione del registro (ed in questo caso soltanto!), consigliamo di modificare i due adattatori di livello T1 e T3 nel modo indicato in figura 16: l'ampiezza degli impulsi logici si riduce così a circa 5 V ed è sufficiente per il corretto funzionamento del registro. ◼

biglia elettronica

Il gioco delle biglie è tuttora uno dei divertimenti per l'infanzia. In quest'epoca, era soltanto questione di tempo, prima che qualche progettista realizzasse un equivalente elettronico...

Ci sono diversi giochi in cui si utilizzano delle palline di vetro. Questo circuito ne simula una versione in cui la biglia viene fatta rotolare verso il muro; chi la fa maggiormente avvicinare vince il gioco.
Non importa se la biglia rimbalza sul muro, per determinare il vincitore conta la posizione in cui essa si ferma.
Nel circuito il rotolamento della biglia è simulato da un contatore up/down, che comanda una colonna di 16 LED (figura 1). Il lancio della biglia si effettua premendo il pulsante di start; l'intervallo di tempo in cui rimane premuto il pulsante determina la velocità iniziale della biglia e questo dipende dall'abilità del giocatore. Inizialmente il LED 1 è acceso. Nel momento in cui si preme il pulsante, esso si spegne e si accendono a turno i LED successivi, segnalando in questo modo la posizione della pallina.
Nella realtà la velocità della biglia che rotola diminuisce nel tempo a causa dell'attrito col pavimento: anche il punto luminoso rallenta gradualmente finché non si arresta segnalando la posizione finale della biglia. I tre LED posti alla fine della colonna rappresentano il muro contro cui la biglia può rimbalzare.
Premendo il pulsante di reset, si azzera il contatore, e rimane acceso il LED 1, dopodiché si può nuovamente giocare.

Il circuito

Quando si preme il pulsante di start, si innesca un oscillatore. La frequenza iniziale di quest'ultimo dipende da come si preme il pulsante, e quando lo si rilascia la frequenza di oscillazione decresce gradualmente finché l'oscillatore si blocca. L'oscillatore comanda il contatore up/down (vedi la figura 1). I quattro bit d'uscita di questo contatore, vengono collegati ad un decodificatore che a sua volta pilota i LED.
Il circuito completo è mostrato in figura 2a e 2b. T1 e T2 compongono un circuito multivibratore che realizza l'oscillatore. La frequenza è determinata regolando la sorgente di corrente T3, o per essere più precisi, la tensione di base di questo transistore.
Quando il pulsante di start è premuto, si carica C3. Più alta è la tensione su C3, maggiore è la frequenza dell'oscillatore. Il ritmo di carica di C3 può essere preimpostato con P2, dato che esso regola il rapporto fra la velocità iniziale e l'intervallo di tempo in cui rimane premuto il pulsante. Il tempo di scarica viene regolato tramite P1, simulando in questo modo l'attrito dovuto al rotolamento. P3 ha l'effetto di controllo della velocità della biglia. Il collettore di T2 non fornisce un'onda quadra perfetta, e quindi questo segnale viene per così dire pulito, usando 2 trigger di Schmitt in cascata (N22 e N21). Il contatore up/down (IC8) ha due ingressi, "count up" e "count down", i quali determinano il conteggio avanti o indietro; l'oscillatore pilota uno o l'altro di questi due ingressi a seconda dello stato del flip-flop RS costituito da N3 ed N4. Quando l'uscita di N3 è alta, tramite N7 si manda l'impulso di conteggio all'ingresso "count up", se invece è alto N4 il contatore conta indietro.

2b

N13 N14 N15 N16 N17 N18 N19 N20

T4 T5 T6 T7 T8 T9 T10 T11

R6 R7 R8 R9 R10 R11 R12 R13 2k2

D1 ... D16, D17 D18 D19

R16 180Ω · R15 180Ω · R14 100Ω · 5V

9753-2b

N13 ... N16 = IC4 = 7400
N17 ... N20 = IC5 = 7400
T4...T11 = TUP
D1...D16 = LED rosso
D17...D19 = LED verde

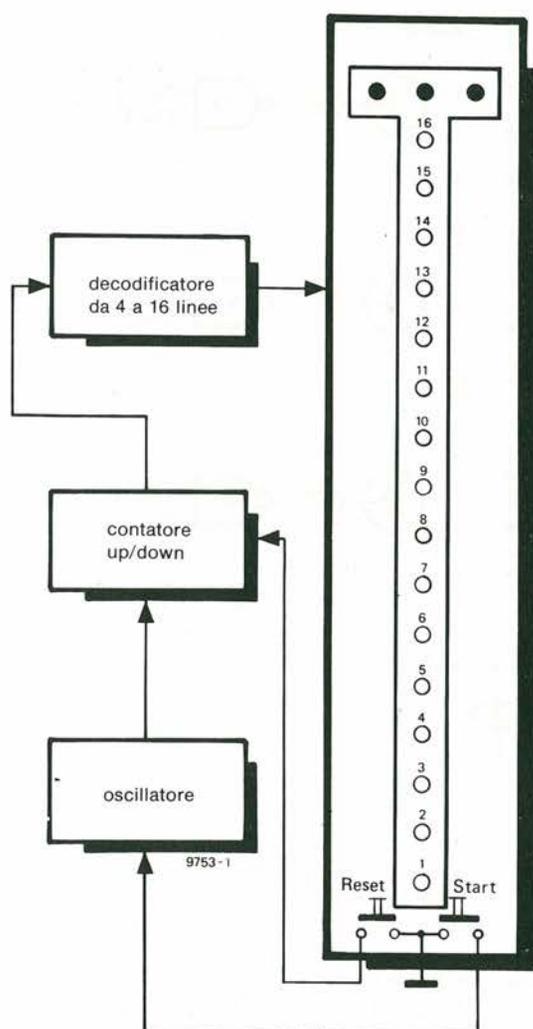
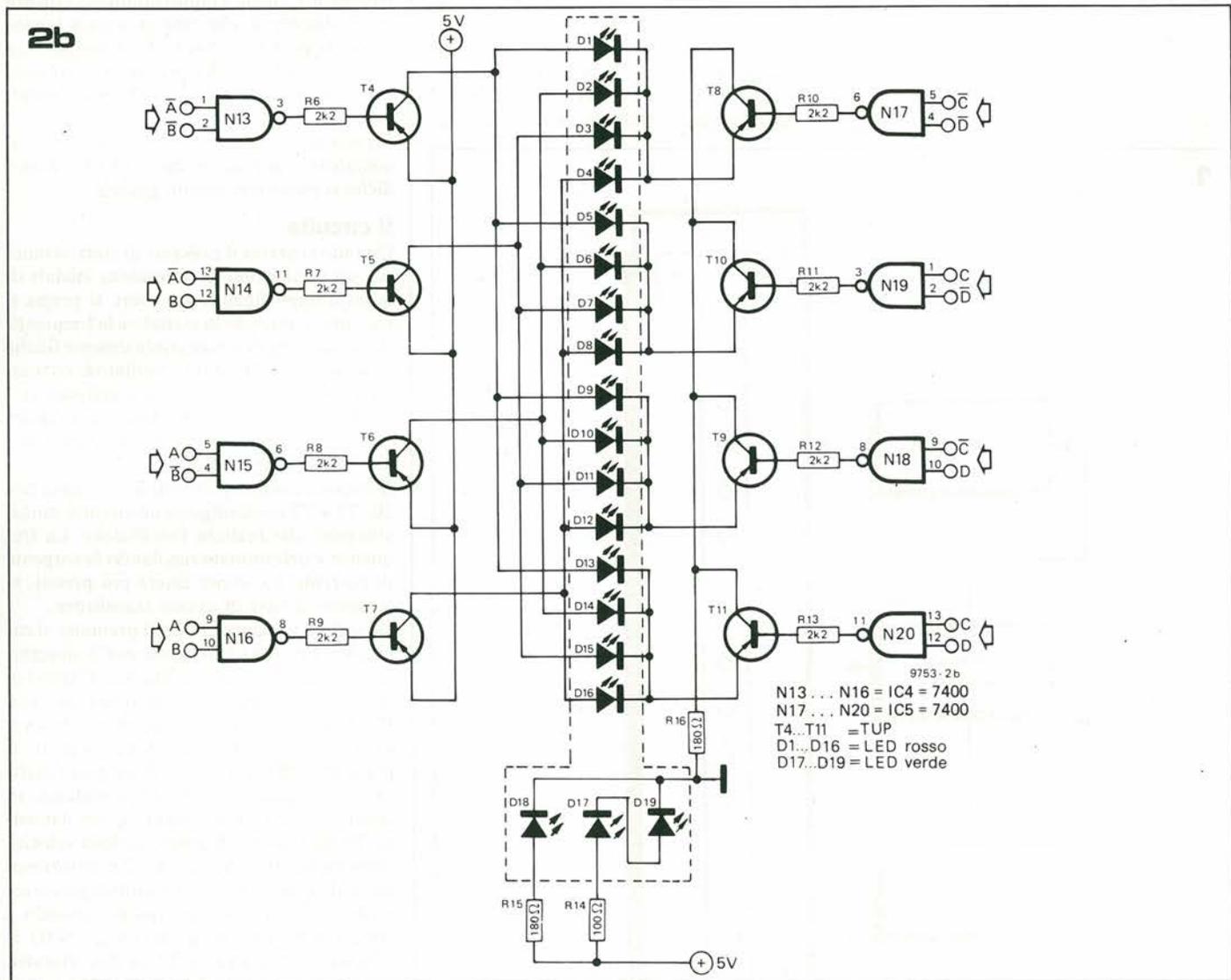
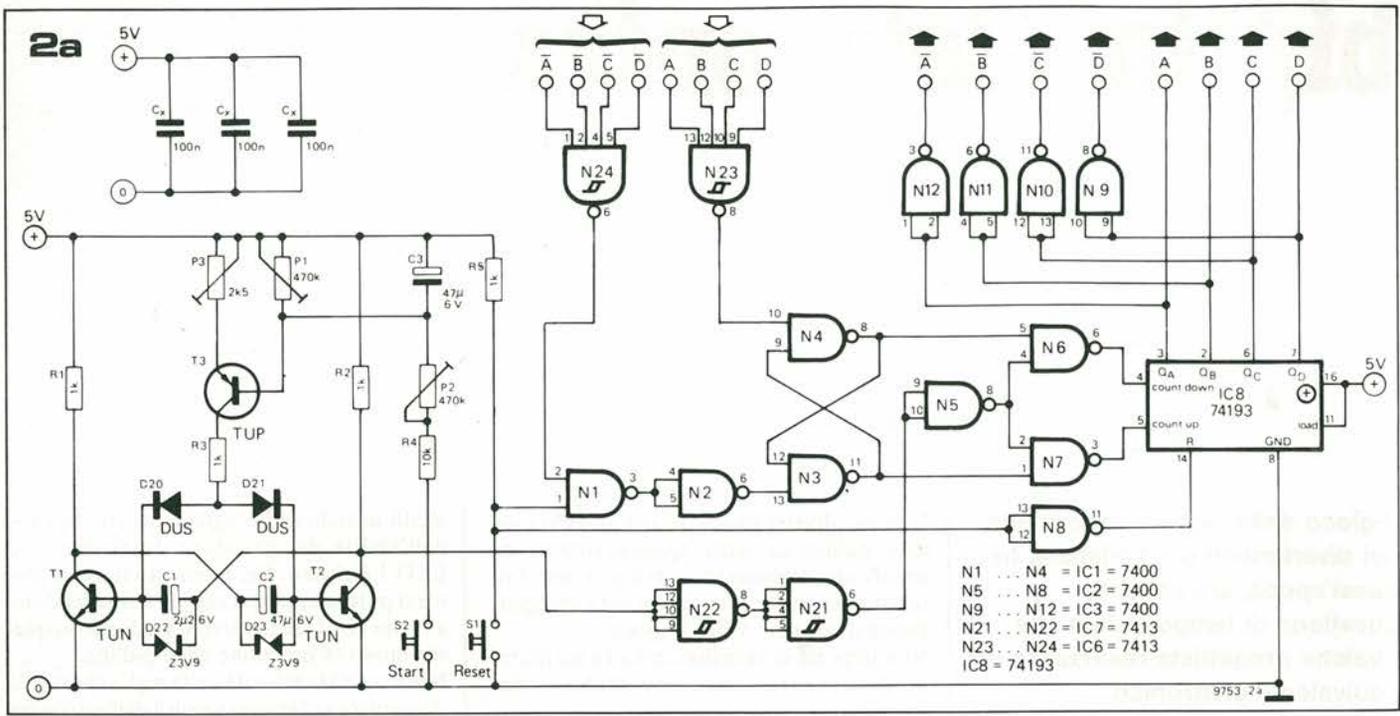



Figura 1. Schema a blocchi della biglia elettronica, con la disposizione dei LED.

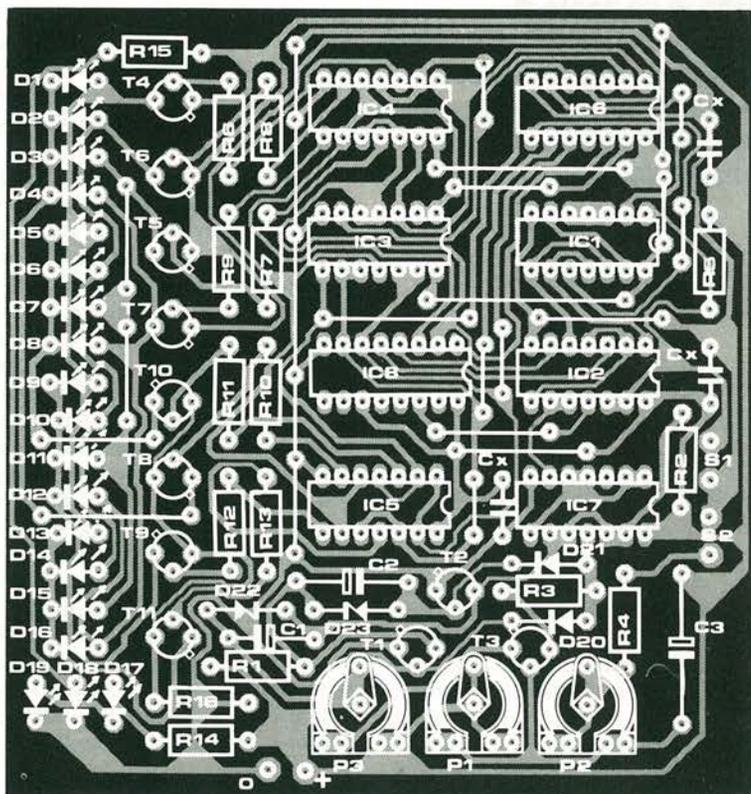
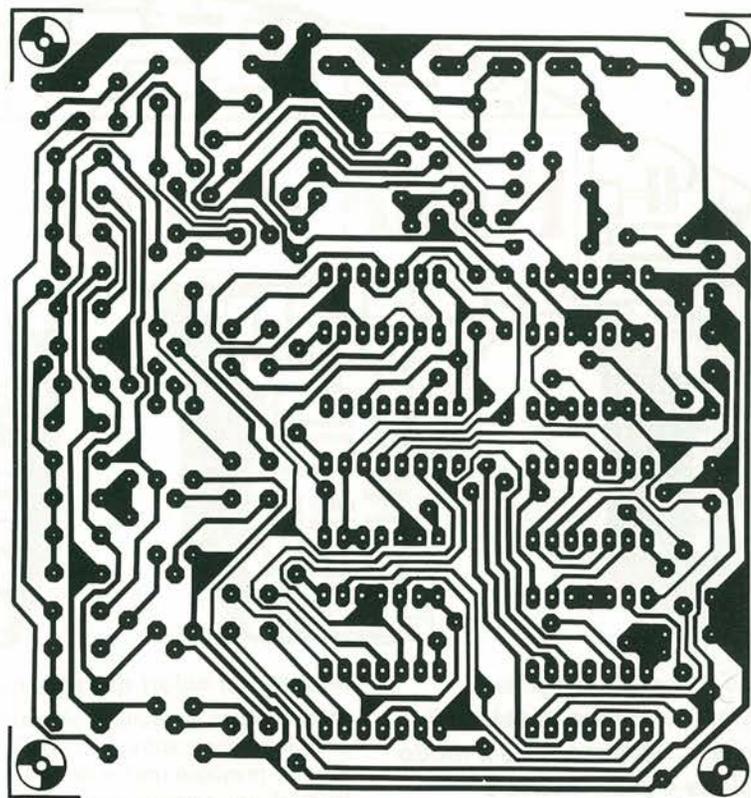
Figura 2. Circuito completo. La figura 2a mostra l'oscillatore e la rete logica comprendente il contatore. La figura 2b mostra il circuito decodificatore/pilota dei diodi LED.

Premendo il pulsante di reset, lo stato in cui si porta il flip-flop è con N3 alto. Ora il contatore può contare avanti finché non raggiunge il valore massimo di conteggio (1111). A questo punto N23, che finora era a livello logico 1, dà in uscita uno 0 logico. N23 è collegato ad uno dei due ingressi di N4, per cui lo 0 logico di N23 fa commutare il flip-flop ed il contatore conta indietro.

Quando il contatore è tornato a 0, l'uscita di N24 diventa bassa, questo fa nuovamente commutare il bistabile RS e quindi il contatore conta nuovamente avanti; questo processo continua finché l'oscillatore non si fer-

ma. Nella figura 2b viene illustrato il decodificatore da 4 a 16, completo di circuito di pilotaggio per i LED. Si può diminuire il numero di componenti necessari, tenendo conto che i driver sono parte integrante del decodificatore e che quest'ultimo è realizzato con due decodificatori da 2 a 4. Affinché un particolare LED sia acceso, il transistore collegato al suo anodo e quello collegato al catodo devono essere entrambi in conduzione. I transistori di sinistra sono pilotati dalle uscite A e B del contatore, tramite i circuiti di decodifica da N13 a N16, mentre i transistori di destra sono pilotati dalle uscite C e D tramite un decodificatore similare realizzato con i circuiti logici da N17 a N20.

Questo modo di collegare i transistori, permette di visualizzare con i LED i vari stati logici del contatore. Per esempio se l'uscita del contatore è nello stato logico "1100" (A=0, B=0, C=1 e D=1), corrispondente al valore decimale 12, il decodificatore fa accendere il LED 13, dato che il LED 1 corrisponde allo stato logico "0000". In questo caso N13 sarà basso, commutando così T4; nello stesso istante N20 sarà anch'esso basso, facendo commutare T11. T4 è collegato a D1, D5, D9 e D13, mentre T11 è collegato a D13, D14, D15 e D16 per cui il LED acceso è D13. I diodi D17, D18, D19 rappresentano il "muro". ◼

3

Resistenze:
R1,R2,R3,R5 = 1 k
R4 = 10 k
R6 . . . R13 = 2k2
R14 = 100 Ω
R15,R16 = 180 Ω
P1,P2 = 470 k trimmer
P3 = 2k5 trimmer

Condensatori:
C1 = 2μ2/6 V
C2, C3 = 47 μ/6 V
C_x = 100 n (3x)

Semiconduttori:
IC1 . . . IC5 = 7400
IC6,IC7 = 7413
IC8 = 74193
T1,T2 = TUN
T3 . . . T11 = TUP
D1 . . . D16 = LED rosso
D17 . . . D19 = LED verde
D20, D21 = DUS
D22, D23 = 3V9/400 mW zener

Varie:
S1,S2 = pulsante unipolare

Ponte d'impedenza

Spesso è molto utile poter effettuare la misura di valori di capacità o resistenza, ed il modo più veloce e più efficace è l'impiego di un ponte di impedenza. Il circuito qui descritto si presta bene a questo scopo; può misurare valori di resistenza fra 100 Ω ed 1 MΩ e valori di capacità fra 100 pF ed 1 μF.

Misura dei valori di resistenza

Molti lettori conosceranno lo schema di principio del ponte di Wheatstone, mostrato in figura 1, che costituice il modo più semplice per misurare un valore sconosciuto di resistnza.
Il ponte è composto da due coppie di resistori (partitori) collegati in parallelo. Come il lettore già saprà (almeno lo speriamo), quando due resistori sono connessi in serie, la caduta di tensione su ciascun resistore è proporzionale al valore del resistore stesso. Ora, se quattro resistori sono collegati fra loro come in figura 1, le tensioni ai punti A e B sono uguali quando il rapporto fra R_a e R_b è pari al rapporto fra R_x ed R_c. Per dirla in altre parole, il ponte sarà bilanciato (lo strumento indica una differenza di tensione di 0 V fra i punti A e B) quando il prodotto $R_a \times R_c$ è uguale al prodotto fra $R_x \times R_b$.
Ora, se R_a e R_c sono valori noti, se sostituiamo R_b con un resistore variabile e ne calibriamo la scala, possiamo effettuare la misura del valore sconosciuto di resistenza, R_x, regolando R_b finché lo strumento non indica l'equilibrio del ponte.

Misura dei valori di capacità

Misurare una capacità è leggermente più complesso che misurare una resistenza, anche se il principio rimane lo stesso. Nei confronti di una corrente continua, un condensatore equivale ad un circuito aperto. Però, se viene attraversato da corrente alternata, anch'esso manifesta una propria resistenza al fluire della corrента stessa, resistenza che in questo caso è chiamata *reattanza* e che viene anch'essa misurata in Ω.
La reattanza manifestata da un dato condensatore dipende però dalla frequenza della corrente alternata applicata; infatti quanto più alta è la frequenza, tanto minore è la reattanza, e viceversa. Per questa ragione, occorre alimentare il ponte di Wheatstone con un segnale alternato e di frequenza costante (per la misura di resistenza è indifferente l'impiego di una tensione continua o alternata). Se sostituiamo il resistore sconosciuto, R_x, con un condensatore di valore ignoto, C_x, ed uno dei resistori fissi del ponte con un condensatore noto, allora possiamo conoscere il valore di C_x leggendo la scala di R_b quando il ponte è stato portato all'equilibrio.
Dato che i condensatori sono posti in serie con resistori, tecnicamente parlando il ponte misura l'*impedenza*, da cui il suo nome, *ponte di impedenza*. Quando il resistore variabile è stato regolato fino ad ottenere l'equilibrio del ponte, la formula di Wheatstone è ancora valida, nella forma: $Z_x \cdot R_b = R_a \cdot Z_c$, dove Z è l'impedenza espressa in Ω.

Il circuito

Lo schema elettrico completo del ponte di impedenza è mostrato in figura 2. Per misurare correttamente piccoli valori di capacità, è importante disporre di una tensione alternata di frequenza relativamente elevata; a questo scopo il circuito utilizza un oscillatore a ponte di Wien, realizzato attorno all'amplificatore operazionale A1.
Quando il guadagno dell'amplificatore è superiore a 3 volte, allora il circuito oscilla ad una frequenza di circa 1 kHz. il guadagno viene regolato agendo su P1, in maniera tale da assicurare la stabilità dell'oscillazione. Teoricamente P1 dovrebbe essere regolato al minimo guadagno necessario per l'oscillazione. Il segnale prodotto dall'oscillatore può essere esaminato sullo schermo di un oscilloscopio, e P1 regolato in conseguenza per la migliore forma d'onda sinusoidale; questa procedura non è comunque strettamente necessaria.
L'operazione A2 funge da stadio di disaccoppiamento a guadagno unitario, il cui compito è fornire la necessaria potenza al ponte di misura.
Confrontando la figura 1 e la figura 2, è facile riconoscere in quest'ultima i componenti che formano il ponte di Wheatstone.
R_a è sostituita da quattro resistori di diverso valore, selezionati dal commutatore di portata S1. Il potenziometro P2 svolge la medesima funzione del resistore variabile R_b di figura 1.
La capacità nota inseribile nel ponte è C8; questo condensatore è collegato in serie con un altro potenziometro, P3. Durante la misura, P2 verrà regolato finché lo strumento non indica l'equilibrio del ponte, mentre P3 permette di valutare la resistenza associata alla reattanza del condensatore in misura, quindi di valutare la qualità di quest'ultimo. Ma questo procedimento verrà spiegato meglio più avanti.
La tensione fra i punti A e B del ponte è misurata dall'amplificatore differenziale A3. Le reti C6/R17 e C7/R15 assicurano che solo la tensione alternata alla frequenza di 1 kHz venga applicata agli ingressi di A3. Il segnale amplificato in uscita è poi applicato, tramite C9, ad A4, che con D5 forma un rettificatore a mezz'onda. Il valore medio del segnale rettificato è indicato dallo strumento a bobina mobile M.

Costruzione

Non dovrebbe essere una cosa difficile realizzare il circuito su una basetta di vetronite o su un supporto similare. Se il circuito di figura 2 è sistemato nello stesso contenitore che racchiude l'alimentazione, occorre pre-

stare attenzione affinché i diodi D3 e D4 (che stabilizzano l'ampiezza del segnale prodotto dall'oscillatore) vengano sistemati lontano da sorgenti di calore; non dovrebbe comunque essere un problema, visto che il circuito assorbe soltanto 20 mA circa.
Qualsiasi strumento a bobina mobile reperibile sul mercato va bene a questo scopo, dato che non interessa una lettura precisa in termini assoluti; è piuttosto importante stabilire la minima rotazione di P2 rilevata dallo strumento. In effetti lo strumento serve esclusivamente ad indicare la condizione di equilibrio del ponte di misura.

Figura 1. Il principio di funzionamento del ponte di Wheatstone. Per la misura di valori di capacità, Rc viene sostituito da un condensatore di valore noto ed il condensatore in misura è inserito al posto di Rx.

Impiego dello strumento

Il funzionamento generale del circuito è stato in pratica già descritto. occorre però aggiungere che il circuito va innanzitutto tarato. Questa operazione comporta la regolazione di P1 finché il circuito attorno ad A1 non inizia ad oscillare e finché tale oscillazione non si dimostra stabile nel tempo.
Il funzionamento dell'oscillatore può essere rilevato sistemando P4 circa a metà corsa e cortocircuitando con uno spezzone di filo i terminali per il componente in misura (Z_x). Quando l'oscillatore funziona, il ponte perde lo stato di equilibrio (è lo stesso affermare che c'è una differenza di potenziale fra i punti A e B del ponte). Può succedere che l'oscillazione cessi dopo un certo intervallo di tempo; significa che P1 non si trovava nella posizione ottimale e occorre intervenire nuovamente su di esso per ripristinare l'oscillazione.
Con P2 nella posizione di minima resistenza ed S1 nella posizione 4, regoliamo P4 finché l'indice dello strumento non segna il fondo-scala. I diodi D6 e D7 sono inseriti per limitare la massima corrente attraverso lo strumento; tuttavia se non si riesce ad ottenere il fondo-scala, può risultare necessario sistemare un terzo diodo in serie alla coppia D6/D7.
Oppure può succedere esattamente l'inverso: se agendo su P4 non si riesce a portare l'indice esattamente a fondo-scala, e la corrente si manifesta eccessiva, D6 può essere sostituito da un ponte di cortocircuito. Una volta che il circuito è stato tarato, la domanda che ci si pone è: "come è possibile provvedere P2 di una adatta scala calibrata?".
La soluzione più semplice era stampare un disegno corretto della scala in calce a questo articolo. Ma purtroppo ciò non è possibile. P2 dovrebbe essere un potenziometro lineare, però diversi tipi di potenziometri hanno un rapporto fra posizione del cursore e resistenza parziale diverso; soprattutto nelle parti iniziale e finale della corsa, la traccia non è esattamente lineare, e l'errore varia da potenziometro a potenziometro. Per tutte queste ragioni è meglio che il lettore tracci la proria scala per via sperimentale.
Per prima cosa, portiamo S2 sulla posizione R (misura di resistenza), ed S1 sulla posizione 1; in successione, sistemiamo fra i punti "Z_x" del ponte una serie di resistori di bassa tolleranza e di valore compreso fra 100 Ω ed 1kΩ. Per ciascun resistore, regoliamo P2 fino ad ottenere l'equilibrio del ponte; sulla posizione corrispondente di P2 marchiamo, separate da un virgola, le prime due cifre del numero che indica il valore del resistore. Ad esempio, se R_x vale 470 Ω, sulla corrispondente posizione di P2 segniamo 4,7. Per le diverse posizioni di S1, i moltiplicatori corretti, per ottenere il valore reale del componente in misura, sono i seguenti:

posizione 1	× 100 Ω
posizione 2	× 1 kΩ
posizione 3	× 10 kΩ
posizione 4	× 100 kΩ

È sufficiente che questa operazione di tracciatura della scala sia effettuata su una portata di misura; risulterà corretta anche per le altre portate (sempreché i resistori da R9 a R12 siano a bassa tolleranza).
Per tracciare la scala relativa alle capacità, si opera in modo simile. S2 va posto sulla posizione C (capacità) e P3 su quella di minima resistenza. Ai terminali di misura del circuito applicheremo in successione dei condensatori a bassa tolleranza di valore compreso fra 1 e 10 n; per ciascun condensatore cercheremo la posizione di P2 corrispondente all'equilibrio del ponte e su di essa marcheremo le prime due cifre del numero che indica il valore del condensatore in misura. Per il valore di 1 n, S1 deve essere sulla posizione 4, per valori sino a 10 n compreso, sulla posizione 3. La scala è tracciata in direzione opposta a quella relativa alla resistenza: ruotando il potenziometro da sinistra a destra, la scala decresce da 10 a 1, mentre nel caso della resistenza saliva da 1 a 10.
I moltiplicatori relativi alle diverse posizioni di S1 sono quindi i seguenti:

posizione 1	× 100 nF
posizione 2	× 10 nF
posizione 3	× 1 nF
posizione 4	× 0,1 nF

La capacità non è il solo parametro di un condensatore che è possibile misurare. Una volta che si è letto il valore del condensatore in misura, è anche possibile verificarne la qualità. Ciò viene fatto agendo su P3 (che durante la misura del valore di capacità è rimasto naturalmente nella posizione di minima resistenza). Se così facendo la deviazione dell'indice dello strumento può essere resa ancor più contenuta, allora quanto più la deviazione viene ridotta, tanto più scarsa è la qualità del condensatore.

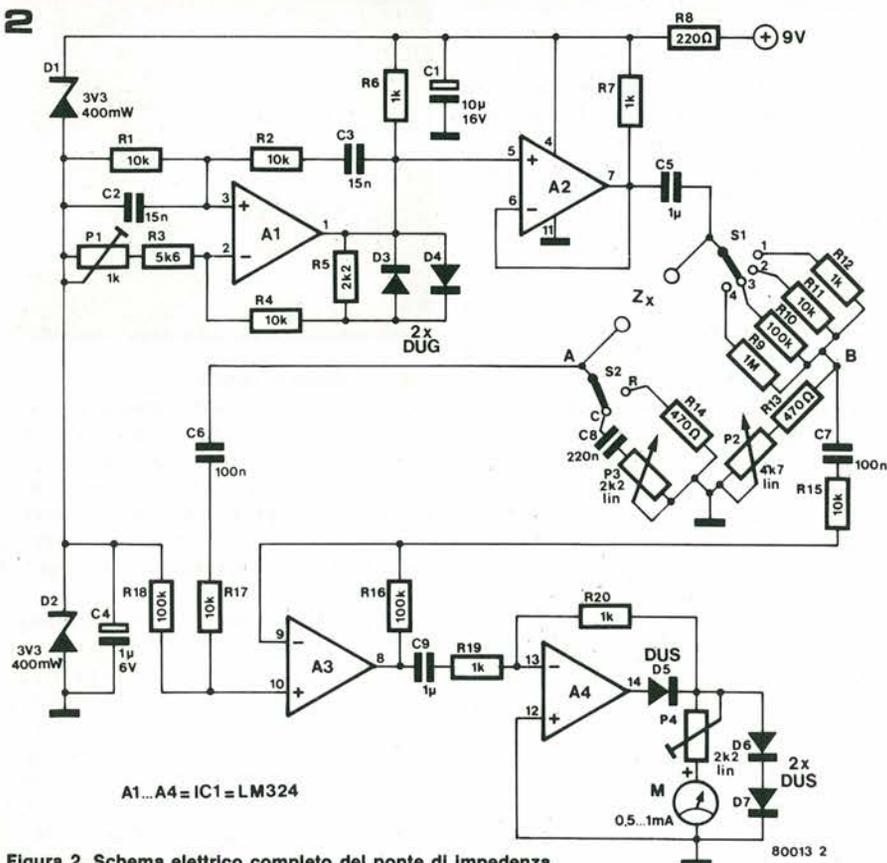



Figura 2. Schema elettrico completo del ponte di impedenza.

È interessante notare che i commenti e le richieste dei lettori, e anche i problemi posti dai lettori, seguono parallelamente i nostri. È ancora più interessante notare che tutti i nostri problemi sono stati risolti, nella maniera descritta.
Per sfruttare esaurientemente un microprocessore, bisognerebbe avere il manuale di istruzioni. Per la CPU 2650, questo consiste in un libro di 174 pagine ... Fortunatamente le informazioni più importanti di questo manuale possono essere condensate brevemente.

3F rappresentano numeri positivi; 40 ... 7F rappresentano numeri negativi; non sono ammessi numeri negativi maggiori di 7F.
Tutto questo può sembrare complicato in teoria; in pratica questa convenzione provoca un'infinità di errori di programmazione ... È molto più facile sbagliare il calcolo di un indirizzo relativo che darlo esattamente! Per programmi semplici, è preferibile usare l'indirizzamento assoluto - lo spazio di memoria richiesto in più (le istruzioni con indirizzamento assoluto sono più lunghe) raramente costituisce un serio problema.

Giocando con il TV-Games...

Per chiunque voglia imparare a "costruire" il software per il TV games computer, in due facili lezioni ...

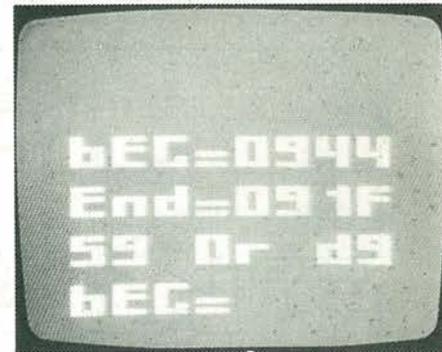
Nel numero 7 di Elektor, dicembre 1979, abbiamo spiegato come si costruisce un "computer per i TV games". Nell'articolo era spiegato brevemente come funziona il computer; le "istruzioni per l'uso" consistevano in poco più della spiegazione della fase di lettura di Cassetta, per permettere il caricamento delle registrazioni ESS (Elektor Software Service). Tuttavia la maggioranza dei lettori chiede di più: la preparazione di programmi personali. "Questo si rivelerà relativamente facile" - avevamo detto - e per dimostrarlo, i programmi del secondo disco ESS (alcuni anche piuttosto sofisticati) sono stati messi a punto da un principiante. L'articolo presentato si basa sull'esperienza acquisita ...

Modalità d'indirizzamento

Durante la ricerca o la memorizzazione dei dati, o nei "jump" ad un programma o da un programma, è fondamentale specificare l'indirizzo implicato. Ovviamente, nel computer per giochi TV, ci sono molte differenti modalità per questa operazione.

Indirizzo assoluto o relativo

Un indirizzo assoluto è l'indirizzo stesso della parola di memoria. Ad esempio in linguaggio macchina l'istruzione "carica il valore contenuto all'indirizzo assoluto specificato nel registro 0" inizia con 0C (maggiori dettagli verranno dati più avanti); se il dato deve essere cercato all'indirizzo 0F00, l'istruzione completa sarà 0C0F00.
Un indirizzo relativo, invece, specifica un salto ridotto nel programma. Fondamentalmente, il microprocessore deve calcolare un indirizzo assoluto sommando il numero specificato dall'istruzione (compreso tra −64 e +63) all'indirizzo successivo all'istruzione concernente. Ad esempio, se l'istruzione "caricamento relativo nel registro zero, 2F" (in linguaggio macchina: 082F) viene memorizzata nei byte 093E e 093F, l'indirizzo vale 0940.
L'indirizzo assoluto richiesto da questa istruzione vale quindi 0940 + 2F = 096F, e il dato verrà ricercato in questa posizione.
Il numero negativo richiesto per un salto indietro viene scritto come "numero a 7 bit in complemento a due". In altre parole, questo vuol dire che si deve contare indietro a partire da 80 (esadecimale). Se nell'esempio precedente il dato doveva essere caricato dall'indirizzo 093D, l'indirizzo relativo sarebbe stato 7D: l'indirizzo successivo corrisponde a 80 cosicchè 093F corrisponde a 7F, 093E a 7E, e 093D a 7D; l'istruzione completa è quindi: 087D. Va notato che questo modo di indicare i numeri negativi implica che 00 ...

Comunque, la pratica fa diventare più abili, e quando i programmi cominciano a diventare più complessi si è costretti a usare quando possibile l'indirizzamento relativo.
Come aiuto al principiante, uno dei programmi della registrazione ESS contiene una routine di calcolo per gli indirizzi relativi - utile come controllo!

Indirizzo diretto e indiretto

Le due modalità d'indirizzamento precedentemente spiegate, vengono ambedue definite indirizzamenti "diretti": i dati vengono trasferiti da o all'indirizzo specificato. Una alternativa è un operazione in due fasi: specificare un'indirizzo che specifica l'indirizzo voluto. Questa modalità viene definita "indirizzamento indiretto".
Pur essendo possibili sia l'indirizzamento indiretto assoluto che quello indiretto relativo, soltanto il secondo tipo è utile per il computer TV games. Un indirizzo relativo viene trasformato in uno indiretto relativo aggiungendo 80. Nell'esempio precedente, l'istruzione di "caricamento relativo" 082F era memorizzata agli indirizzi 093E e 093F; il dato andava cercato all'indirizzo 096F. Se l'istruzione viene modificata in 08AF (poichè 2F+80=AF) il contenuto all'indirizzo

Nome

Cognome

Via

Città C.A.P.

Data Firma

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

Inviatemi direttamente o tramite il punto di vendita GBC a me più vicino i seguenti circuiti stampati.
Pagherò al postino l'importo indicato + spese di spedizione.

Termini di consegna: EPS 60 gg. dalla data di ricevimento dell'ordine.
ESS 90 gg. dalla data di ricevimento dell'ordine.

EPS	EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	EPS	ESS

SERVIZIO CIRCUITI STAMPATI E SOFTWARE

non affrancare

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto di credito n. 2771 presso l'ufficio postale di Cinisello Balsamo

GBC Italiana s.p.a.

Divisione EPS/ESS Elektor

Casella Postale 76
20092 Cinisello B.

Tabella A

Ø8FØ	CØ 6Ø 5Ø CE		DATI
Ø8F4	3D CE 5Ø 6Ø		
Ø8F8	CØ ØØ 28 FF		
Ø8FC	63 FE ØØ ØØ		
Ø9ØØ	762Ø	PPSU, II	cancellazione della PVI
Ø9Ø2	Ø5C3	LODI, R1	
Ø9Ø4	Ø4ØØ	LODI, RØ	
Ø9Ø6	┌▶ CD5FØØ	STRA, I-R1	
Ø9Ø9	└─ 597B	BRNR, R1	
Ø9ØB	Ø5ØE	LODI, R1	memorizzazione della forma dell'oggetto
Ø9ØD	┌▶ ØD48FØ	LODA, I-R1	
Ø91Ø	│ CD7FØØ	STRA, I/R1	
Ø913	└─ 5978	BRNR, R1	
Ø915	Ø4Ø1	LODI, RØ	dimensione
Ø917	CC1FCØ	STRA, RØ	
Ø91A	Ø4ØØ	LODI, RØ	colore *
Ø91C	CC1FC1	STRA, RØ	
Ø91F	┌▶ ØC1E88	LODA, RØ	ciclo d'attesa per il tasto "PC"
Ø922	│ F42Ø	TMI, RØ	
Ø924	└─ 9879	BCFR	
Ø926	3FØ5CD	BSTA, UN	salvaggio dello stato di programma e ritorno al Monitor **
Ø929	1FØØ14	BCTA, UN	

* In effetti, queste due istruzioni non sono indispensabili: il dato all'indirizzo 1FC1 vale già 00 dopo la routine di cancellazione della PVI. Comunque, è possibile in questo modo scegliere altri colori modificando il dato nell'istruzione LODI.

** Questa routine di "ritorno al monitor" leggermente più complessa previene il fenomeno della comparsa di indesiderabili quadratini neri nella zona in basso a sinistra dello schermo (vedi testo).

Tabella A. Un esempio di quanto si può ottenere con le istruzioni descritte in questo articolo! Il programma inizia all'indirizzo 0900F. Se funziona correttamente, procedete alla Tabella B.

096F e 0970 può essere usato come l'indirizzo assoluto per questa istruzione: se i dati memorizzati a questi indirizzi sono ad esempio 0A e 00 l'istruzione "caricamento indiretto relativo, 2F" viene eseguita come se fosse "caricamento assoluto da 0A00".
Ricordiamo nuovamente che per programmi semplici è molto più facile, più rapido, e più affidabile usare l'indirizzamento assoluto, e si lascia perdere la modalità di indirizzamento relativo indiretto.
Come aiuto ai principianti coraggiosi, la routine di calcolo precedentemente citata può fornire due risultati: se viene calcolato il salto relativo degli esempi precedenti, la risposta può essere 2F o AF - per il caso diretto o indiretto rispettivamente!

Indirizzamento indicizzato

Diversamente dall'indirizzamento relativo e indiretto, l'indirizzamento può dimostrarsi estremamente utile anche nel più semplice dei programmi. Il principio fondamentale è che un dato contenuto in uno dei registri viene sommato ad un indirizzo "assoluto" specificato; il risultato di questa addizione è l'indirizzo effettivo dell'operando. Il registro contenente il dato addizionale per l'indirizzo viene definito "registro indice", e questo registro deve essere specificato nell'istruzione. I dati vengono sempre trasferiti da o al registro zero quando viene usato l'"indirizzamento indicizzato".
Per specificare la modalità fondamentale di indirizzamento indicizzato, 6000 viene aggiunto all'indirizzo assoluto. Quindi 0D6900 non va interpretato come "caricamento del registro 1 dall'indirizzo assoluto 6900"; se supponiamo che il dato presente nel registro 1 sia 0A, l'istruzione significa "caricamento nel registro 0 dall'indirizzo assoluto 090A" - cioè da 0900 più dato contenuto nel registro 1.

Due ulteriori estensioni di questa modalità d'indirizzamento la rendono ancora più utile: "indicizzato con incremento automatico" e "indicizzato con decremento automatico", definiti aggiungendo rispettivamente 2000 e 4000 all'indirizzo assoluto. In entrambi i casi, l'indirizzo effettivo viene calcolato nella stessa maniera - sommando il dato contenuto nel "registro indice" all'indirizzo assoluto specificato. La differenza sta nel fatto che prima di calcolare l'indirizzo effettivo, il dato presente nell'indirizzo indice viene aumentato di uno ("incremento automatico") o diminuito di uno ("decremento automatico").
L'efficienza di questo tipo di indirizzamento è più evidente in questo esempio. Supponiamo di voler cancellare tutti i dati che descrivono il "fondo". Vuol dire memorizzare 00 in tutti gli indirizzi da 1F80 a 1FAC: in totale 45 byte! Invece di usare 45 singole istruzioni di memorizzazione con indirizzamento assoluto, si può usare una singola istruzione di "memorizzazione con indirizzamento indicizzato con decremento automatico", riducendo il programma a:

```
    052D     LODI, R1
    0400     LODI, R0
┌▶ CD5F80   STRA, I-R1
└─ 597B     BRNR, R1
```

Le forme compatte di seguito al "linguaggio macchina" vengono definite "codice mnemonico". Si tratta semplicemente di una simbologia immediata per definire la funzione dell'istruzione stessa. Il breve blocco di programma descritto lavora in questo modo. Inizialmente il registro indice R1 viene caricato ("LODI, R1" = caricamento immediato nel registro 1 - più avanti verrà spiegato meglio il significato) e "00" viene caricato nel registro 0. Questa istruzione è seguita da "memorizza con indirizzamento assoluto, indicizzato dal registro 1 con decremento automatico" - il significato del codice mnemonico è chiaramente illustrato in queste istruzioni: è molto più rapido scrivere "STRA, I-R1" che l'insieme di parole scritte precedentemente. A questo punto, il valore contenuto nel registro 1 (2D) viene diminuito di 1 e il risultato (2C) viene sommato all'indirizzo assoluto 1F80 (5F80 = 1F80 + 4000 per la modalità di "decremento automatico).
Il valore di R0 (00) viene quindi memorizzato nell'indirizzo assoluto risultante 1F80 + 2C = 1FAC. Un'indirizzo minore di uno, esattamente il 44! L'istruzione successiva, che verrà spiegata dettagliatamente più avanti, è "Salto sul non zero del registro R1, reltivo". Poichè il contenuto del registro R1 è diverso da zero nella maggioranza dei casi (in questo momento vale 2C) il "salto relativo" viene eseguito: il programma salta indietro all'inizio dell'istruzione precedente, come indica la freccia. Questo blocco viene

Tabella 1

Ø9Ø3	Ø54E	LODI, R1	cancella gli oggetti
Ø9Ø5	Ø4ØØ	LODI, RØ	
Ø9Ø7	┌▶ CD5FØØ	STRA, I-R1	
Ø9ØA	└─ 597B	BRNR, R1	
Ø9ØC	Ø469	LODI, RØ	colore
Ø9ØE	CC1FC6	STRA, RØ	
Ø911	Ø52D	LODI, R1	"fondo"
Ø913	Ø4FF	LODI, RØ	
Ø915	┌▶ CD5F8Ø	STRA, I-R1	
Ø918	└─ 597B	BRNR, R1	
Ø91A	4Ø	HALT*	

* Non è il modo migliore per terminare un programma, come si vedrà, ma per il momento risponde sufficientemente allo scopo!

eseguito ripetutamente, memorizzando 00 in indirizzi della PVI successivamente decrescenti, fino a quando il dato contenuto in R1 non diventa zero. A questo punto l'istruzione BRNR, R1 non provoca il salto indietro, poichè R1 vale zero, e si prosegue con le istruzioni successive del programma. Per chi volesse provare questo programma, può essere interessante definire il "fondo", anzichè cancellarlo.
In questo caso, si devono anche specificare il colore del fondo e dello schermo: "69" all'indirizzo 1FC6 definisce giallo su fondo blu. Inoltre, devono essere cancellati gli oggetti, perchè vengono usati dal programma "monitor" ... Un programma completo è indicato in Tabella 1; il motivo per cui si inizia dall'indirizzo 0903 (invece di 0900) verrà spiegato più avanti.
Sempre restando in tema di "indirizzamento indicizzato", c'è da notare una cosa. Generalmente, questa modalità è disponibile come variante dell'indirizzamento assoluto, con l'eccezione delle istruzioni di salto. Le due sole istruzioni di salto indicizzate, BXA e BSXA, verranno trattate in seguito.

Trasferimenti al o dal registro zero

Pressochè tutte le istruzioni che implicano trasferimenti o manipolazioni di dati richiedono l'uso di un registro. Ovviamente il registro da usarsi deve essere specificato nella istruzione.
Negli esempi presentati precedentemente, e in particolare nella tabella 1, questo principio è molto chiaro. Il primo byte dell'istruzione definisce l'operazione e il registro interessato.
Ad esempio, l'istruzione di "caricamento immediato" è 04xx (dove xx è il dato da caricare); aggiungendo a questo il numero del registro abbiamo l'istruzione completa: 04xx per il registro 0, 05xx per il registro 1, 06xx per il registro 2 e 07xx per il registro 3. In pratica, questo vuol dire che per la maggioranza delle istruzioni esistono 4 varianti: una per ogni registro.
Questo vuol anche dire che la seconda cifra di un'istruzione in linguaggio macchina definisce il registro: 0,4, 8, C per il registro 0 (ad esempio 0803); 1,5,9,D per il registro 1; e così via. Infine, alcune istruzioni si riferiscono al trasferimento o alla manipolazione di dati tra due registri, uno dei quali deve essere il registro 0. L'istruzione "Caricamento del registro 0 dal registro 1" ad esempio, si scrive 01.
Analogamente, "LODZ, R2" (per usare il linguaggio mnemonico) si scrive 02. Si deve notare che in alcuni casi, ma non sempre, (!) entrambi i registri interessati possono essere il registro 0. Questo sarà utile, quando si parlerà di "trucchi di programmazione", sul numero del mese prossimo.

Tabella B

Il programma di tabella A origina un'oggetto bianco su fondo blu. Per includere il "fondo", il programma può essere modificato dall'indirizzo 091F in avanti, come di seguito:

(Ø91C	CC1FC1	STRA, RØ)	
Ø91F	Ø48Ø	LODI, RØ	caricamento del "fondo"
Ø921	CC1F91	STRA, RØ	
Ø924	CC1F93	STRA, RØ	
Ø927	CC1F9F	STRA, RØ	
Ø92A	CC1FA1	STRA, RØ	
Ø92D	Ø4ØC	LODI, RØ	
Ø92F	CC1F98	STRA, RØ	
Ø932	Ø43Ø	LODI, RØ	
Ø934	CC1F99	STRA, RØ	
Ø937	Ø4Ø1	LODI, RØ	
Ø939	CC1FAB	STRA, RØ	
Ø93C	Ø449	LODI, RØ	colore
Ø93E	CC1FC6	STRA, RØ	
Ø941	→ ØC1E88	LODA, RØ	ciclo d'attesa per il tasto "PC"
Ø944	F42Ø	TMI, RØ	
Ø946	9879	BCFR	
Ø948	3FØ5CD	BSTA, UN	salvataggio dello stato del programma e ritorno al Monitor
Ø94B	1FØØ14	BCTA, UN	

Il programma completo inizia anche in questo caso dall'indirizzo 0900. Per il passaggio successivo, si veda la tabella C.

Registri

Abbiamo più volte parlato di registri. È ora quindi di dare un'occhiata più da vicino a questi registri. Per rendere l'idea di che cosa si tratta, un registro può essere visto come una locazione di memoria contenuta nel microprocessore stesso. Nella CPU 2650, vengono usati registri a 8 bit; questo vuol dire che questi possono memorizzare numeri compresi tra 00 e FF. In totale sono disponibili sette registri "general-purpose": il registro 0 e due "bianchi" di tre registri (R1, R2, R3 e R1', R2' e R3').
Di questi sette registri, il registro 0 è sempre

Figura 1

Parola di stato del Programma

PSU

bit:	7	6	5	4	3	2	1	Ø
funzione:	S	F	II	non usato	non usato	SP2	SP1	SPØ
codice esadecimale:	8Ø	4Ø	2Ø	1Ø	Ø8	Ø4	Ø2	Ø1

PSL

bit:	7	6	5	4	3	2	1	Ø
funzione:	CC1	CCØ	IDC	RS	WC	OVF	COM	C
codice esadecimale:	8Ø	4Ø	2Ø	1Ø	Ø8	Ø4	Ø2	Ø1

S Sense
F Flag
II inibizione dell'interrupt
SP2 Puntatore 2 dello Stack
SP1 Puntatore 1 dello Stack
SPØ Puntatore 0 dello Stack
CC1 bit 1 del Codice di Condizione
CCØ bit 0 del Codice di Condizione
IDC riporto tra cifre
RS Selettore del Banco di Registri
WC Con/Senza Riporto
OVF Overflow (superamento massima capacità)
COM Comparazione Logica/Aritmetica
C Riporto/Scalo

Tabella C

Il programma dato in tabella A e in tabella B fornisce il "fondo" ed un oggetto fermo. Il passo successivo è di far muovere l'oggetto, modificando il programma dall'indirizzo 0941 in avanti:

Indirizzo	Codice	Istruzione	Commento
(Ø93E	CC1FC6	STRA, RØ)	
Ø941	Ø728	LODI, R3	preset orizzontale
Ø943	Ø663	LODI, R2	preset verticale
Ø945	ØC1E8C	LODA, RØ	è stato premuto il tasto "5"?
Ø948	F42Ø	TMI, RØ	
Ø94A	98Ø2	BCFR	
Ø94C	DB18	BDRR, R3	incrementa R3!
Ø94E	ØC1E8D	LODA, RØ	è stato premuto il tasto "2"?
Ø951	F41Ø	TMI, RØ	
Ø953	98Ø2	BCFR	
Ø955	FAØF	BIRR, R2	decrementa R2!
Ø957	F44Ø	TMI, RØ	è stato premuto il tasto "A"?
Ø959	98Ø2	BCFR	
Ø95B	DAØ9	BDRR, R2	incrementa R2!
Ø95D	ØC1E8E	LODA, RØ	è stato premuto il tasto "7"?
Ø96Ø	F42Ø	TMI, RØ	
Ø962	9CØ991	BCFA	
Ø965	FBØØ	BIRR, R3	decrementa R3!
Ø967	CF1FØA	STRA, R3	aggiorna la posizione
Ø96A	CE1FØC	STRA, R2	
Ø96D	Ø3	LODZ, R3	
Ø96E	3B83	BSTR, UN, Ind. (Ø984)	controllo per "fuoriuscita dallo schermo"
Ø97Ø	C3	STRZ, R3	
Ø971	Ø2	LODZ, R2	
Ø972	3FØ984	BSTA, UN	
Ø975	C2	STRZ, R2	
Ø976	Ø5Ø2	LODI, R1	ritardo
Ø978	ØC1FCB	LODA, RØ	
Ø97B	F44Ø	TMI, RØ	
Ø97D	9879	BCFR	
Ø97F	F977	BDRR, R1	
Ø981	1FØ945	BCTA, UN	ripeti il controllo sui tasti premuti
Ø984	E4Ø4	COMI, RØ	SUBROUTINE:
Ø986	98Ø2	BCFR	controllo per la massima escursione (orizzontale e verticale), e correzione, se necessaria
Ø988	D8Ø6	BIRR, RØ	
Ø98A	E4DØ	COMI, RØ	
Ø98C	98Ø2	BCFR	
Ø98E	F8ØØ	BDRR, RØ	
Ø99Ø	17	RETC, UN	
Ø991	ØC1E88	LODA, RØ	è stato premuto il tasto "PC"?
Ø994	F42Ø	TMI, RØ	ripetere in caso di risposta negativa
Ø996	9CØ945	BCFA	
Ø999	3FØ5CD	BSTA, UN	salvataggio dello stato del programma e ritorno al Monitor
Ø99C	1FØØ14	BCTA, UN	

Dopo il caricamento di questo programma, dovrebbe essere possibile muovere l'oggetto in senso orizzontale usando i tasti "5" e "7"; il controllo in senso verticale è affidato ai tasti "2" e "A".

disponibile; invece in un determinato momento solo uno dei due "banchi" di registri (R1 ... R3 o R1' ..... R3') è accessibile. L'altro banco, e quindi i dati contenuti in questi tre registri sono in "zona di congelamento", (il modo in cui si può selezionare uno dei due banchi viene discusso poco più avanti: vedi "Parola di stato del programma"). Ogni istruzione che si riferisce a R1 R2 o R3 viene eseguita solamente sul registro appartenente al banco selezionato - non ha quindi nessun effetto sul registro corrispondente dell'altro banco di registri.

Parola di stato del programma

La parola di stato del programma fa riferimento a due registri particolari a 8 bit: "il byte più significativo dello stato del programma". Ogni bit di questi registri ha un particolare significato, come mostrato in figura 1. Brevemente, i dettagli più importanti in rapporto all'uso del computer TV Games sono i seguenti:

- *sense*. Questo bit vale "1" durante l'impulso di reset verticale, alla fine di ogni trama. Può essere usato, ad esempio, per sincronizzare il programma con l'immagine attuale sullo schermo.
- *flag*. Può essere settato, resettato e testato, come indicatore di qualche condizione relativa al programma - ad esempio per distinguere tra i passaggi iniziali e finali in una particolare sezione di programma.
- *inibizione dell'interrupt*. La PVI (Programmable Video Interface = Interfaccia Video Programmabile) genera degli "interrupt" alla fine di ogni trama e ogni volta viene completato un oggetto. Se il bit viene settato, queste richieste di interrupt vengono ignorate; altrimenti, l'esecuzione del programma salta, da ovunque avvenga la richiesta di interrupt all'indirizzo 0903, e prosegue con la sezione di programma che inizia a questo indirizzo, eseguita come subroutine. Da notare che questo fatto può provocare ambiguità, per questo motivo, è preferibile iniziare ogni programma con l'istruzione "7620" (che significa "inibizione dell'interrupt"). Nel semplice esempio di programma dato nel primo articolo (e nel programma corrispondente riportato sulla registrazione ESS) questa avvertenza è stata ignorata. Maggiori chiarimenti più avanti. Il bit di inibizione dell'interrupt viene automaticamente settato dal microproccesore ogni volta che viene eseguita la routine di interruzione; può essere resettato soltanto con una istruzione esplicita nel corso del programma.
- *Puntatori dello Stack*. Questi tre bit vengono settati e resettati dal microprocessore, per mantenere un riferimento durante lo innesto di sobroutine a più livelli. Lo stack ha una possibilità di innesco fino a 8 livelli, il che significa che il programma principale può saltare ad una subroutine, che può chiamare un'altra sobroutine e così via fino a 8 volte dalla prima istruzione di chiamata per mezzo di istruzioni "Return". È possibile modificare volutamente i puntatori in una parte del programma, ma questa possibilità è sconsigliata ai principianti ......
- *Codice di condizione*. Questi due bit vengono settati in base al risultato di numerose diverse operazioni, come viene spiegato nel "Set di istruzioni" fornito.
  Ad esempio, se il dato caricato in un registro vale 00, il codice di condizione verrà pure settato a 00. Molte delle istruzioni di branch e di return possono essere di tipo "condizionato", specificando una particolare configurazione del codice di condizione: in questo caso, un "branch se la condizione è vera", ad esempio, viene eseguito soltato se la condizione attuale in quel momento del programma corrisponde alla condizione specificata. Se le due condizioni non coincidono, l'istruzione viene ignorata.
- *IDC, WC, OVF, COM, C*. Questi cinque bit verranno trattati più avanti; vedi: aritmetica e comparazioni.

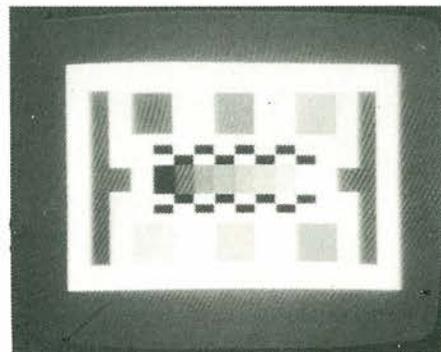
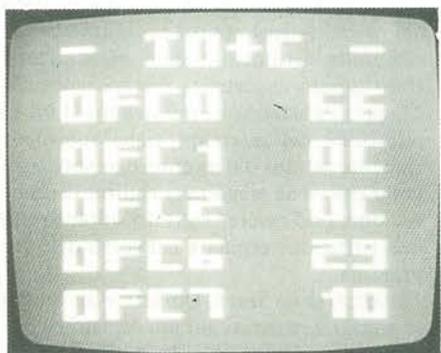



Tabella 2 Istruzioni Load e Store

descrizione		esempio	commento
caricamento del registro R0	(LODZ)	02	trasferimento da R2 a R0
caricamento immediato	(LODI)	04xx	"xx" = dato
caricamento relativo	(LODR)	08yy	"yy" = spiazzamento (dell'indirizzo)
caricamento assoluto	(LODA)	0Czzzz	"zzzz" = indirizzo
memorizzazione del registro R0	(STRZ)	C1	trasferimento in R1 da R0
memorizzazione relativa	(STRR)	C8yy	"yy" = spiazzamento (dell'indirizzo)
memorizzazione assoluta	(STRA)	CCzzzz	"zzzz" = indirizzo

Selettore del banco di Registri. Questo bit viene usato per selezionare uno dei due banchi di registri precedentemente descritti. È possibile effettuare numerose manipolazioni sui due registri della parola di stato del programma, come verrà spiegato. Le istruzioni Clear, Preset e Test si dimostrano le più utili; queste istruzioni possono essere usate per settare un qualsiasi bit (o un insieme di bit) a "0" o "1", come si desidera, e per verificare il valore di uno qualsiasi (o gruppo di bit). Un esempio: "7620" è il codice di "Presetta lo Stato del Programma, byte Superiore; mascheramento 20"; come si può vedere in figura 1, questa istruzione setta il bit di inibizione dell'interrupt.

Set d'istruzioni

Sono state brevemente descritte alcune istruzioni di uso tipico; dopo aver capito i fondamenti, è ora possibile esaminare dettagliatamente i Set d'Istruzione completo.

Load e Store

Il principio di queste istruzioni appare ovvio: il dato viene trasferito nel (Load) o dal (Store) registro specificato.

Caricamento del registro zero e memorizzazione del registro zero trasferiscono i dati tra il registro 0 e uno degli altri tre registri. Ad esempio "C1" trasferisce i dati da R0 a R1. **Notare che le istruzioni "00" e "C0" che** stanno per "LODZ, R0" e "STRZ, R0", non esistono.

Caricamento relativo e memorizzazione relativa si riferiscono alla modalità di indirizzamento precedentemente descritta. È possibile usare le modalità di indirizzamento indiretto relativo, anch'essa già descritta.

"Caricamento assoluto" e *"Memorizzazione assoluta"*, **sono istruzioni usate quando** si impiega l'indirizzamento assoluto o assoluto indicizzato.

In tutti i casi, i due bit del codice di condizione vengono settati in base al segno del dato trasferito: valgono 01 se il numero è positivo, 00 se vale 0 e 10 se è negativo (quindi compreso tra 80 e FF, corrispondente a valori tra − 128 e − 1).

Le istruzioni Load e Store possono essere **riassunte come indicato in tabella 2.**

Branch (branch a subroutine)

Normalmente, un programma viene eseguito in modo rigorosamente sequenziale: in altre parole, le istruzioni vengono eseguite nello stesso ordine in cui sono memorizzate. Se si vuol effettuare un salto ad un'altro blocco di programma, si devono usare delle istruzioni definite "branch".

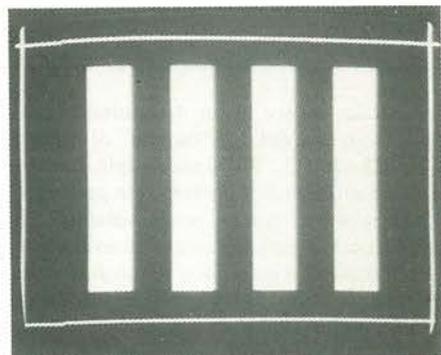
Ci sono due tipi fondamentali di istruzioni "branch": quelle che indicano un "branch" all'interno del programma principale e quelle che indicano un "branch" ad una subroutine. Nel primo caso, il salto avviene dal programma principale; un "branch" ad una subroutine, invece, può essere considerato come una interruzione del programma principale: il programma principale si ferma quando viene raggiunta l'istruzione di "branch" ad un subroutine, viene quindi eseguita la subroutine specificata (posta ovunque nella memoria) dopo di che riprende l'esecuzione del programma principale alla posizione in cui era stato interrotto. Sono possibili numerosi varianti di entrambe le istruzioni "branch":

- ***"branch" (a sobroutine) su condizione vera, Relativo o Assoluto.***

Per ciascuna di queste quattro istruzioni può essere specificata una particolare configurazione del Codice di Condizione; il "branch" verrà eseguito solamente se la condizione attuale corrisponde a quella specificata. Ad esempio, l'istruzione base per il "branch su condizione vera, assoluto ("Branch on Condizion True, Absolute" - BCTA) è "1Czzzz", dove zzzz è l'indirizzo assoluto a cui si vuole saltare. Quando esaminata, questa istruzione di "branch" viene eseguita solamente se il Codice di Condizione è 00. Allo stesso modo, "1Dzzzz" e "1Ezzzz" specificano i codici di condizione 01 e 10, rispettivamente.

Infine, "1Fzzzz" sembrerebbe riferirsi al codice di condizione 11, ma questo codice non esiste. La corrispondente istruzione viene in effetti usata per un "branch" incondizionato: viene eseguito comunque, indipendentemente dal codice di condizione.

- *"branch" alla subroutine se la condizione è falsa, relativo o assoluto.* Queste quattro istruzioni sono simili a quelle appena descritte; la sola differenza è che il "branch" avviene soltanto se il codice di condizione attuale non corrisponde a quello specificato. Ad esempio l'istruzione "BSFA" corrispondente a BC zzzz, provoca il salto alla subroutine se il codice di condizione vale 01 o 10, ma *non* se vale 00. C'è da notare che non esiste una variante "incondizionata" di queste istruzioni; i corrispondenti codici 9Byy, 9Fyy, BByy, BFzzzz vengono usati per altre istruzioni.

- *"branch" alla subroutine sul non zero del registro, relativo o assoluto.* In queste istruzioni va specificato anche uno dei registri. Se il contenuto del registro non è zero, l'istruzione di "branch" viene eseguita; altrimenti viene ignorata. "BRNA, R0" (5Czzzz), ad esempio, provoca un salto all'indirizzo zzzz nel caso che il dato contenuto nel registro 0 non valga zero.

- *"branch con incremento (decremento) del registro, relativo o assoluto".* Queste istruzioni sono estensioni dell'insieme precedente di "branch". Anche in questo caso deve essere specificato un registro. Con queste istruzioni, a differenza delle altre, inizialmente viene sommato (incremento) o sottratto (decremento) 01 dal contenuto del registro, dopo di che l'istruzione di "branch" viene eseguita solamente se il contenuto del registro dopo la modifica è diverso da zero.

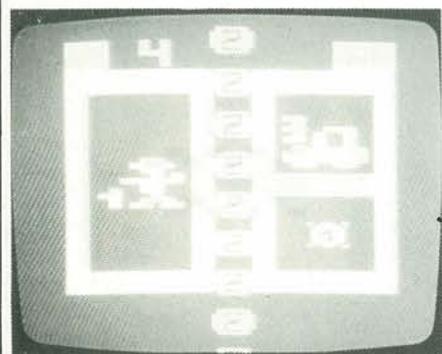
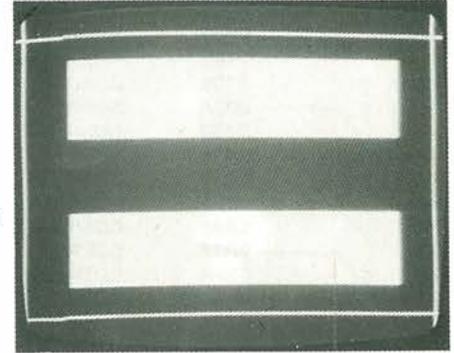



Tabella 3 Istruzioni "branch" (e "branch" a subroutine)

descrizione		esempio	commenti
Branch:			
se la condizione è vera, relativo	(BCTR)	18yy	1Byy = incondizionato
se la condizione è vera, assoluto	(BCTA)	1Czzzz	1Fzzzz = incondizionato
se la condizione è falsa, relativo	(BCFR)	98yy	9Byy: vedi più in basso
se la condizione è falsa, assoluto	(BCFA)	9Czzzz	9Fzzzz: vedi più in basso
se il registro è diverso da 0, relativo	(BRNR)	58yy	
se il registro è diverso da 0, assoluto	(BRNA)	5Czzzz	
con incremento del registro, relativo	(BIRR)	D8yy	
con incremento del registro, assoluto	(BIRA)	DCzzzz	
con decremento del registro, relativo	(BDRR)	F8yy	
con decremento del registro, assoluto	(BDRA)	FCzzzz	
realtivo a zero, incondizionato	(ZBRR)	9Byy	
assoluto Indicizzato, Incondizionato	(BXA)	9Fzzzz	possibile solo l'uso con R3!
Branch a Subroutine			
se la condizione è vera, relativo	(BSTR)	38yy	3Byy = incondizionato
se la condizione è vera, assoluto	(BSTA)	3Czzzz	3Fzzzz = incondizionato
se la condizione è falsa, relativo	(BSFR)	B8yy	BByy: vedi più in basso
se la condizione è falsa, assoluto	(BSFA)	BCzzzz	BFzzzz: vedi più in basso
se il registro è diverso da zero, relativo	(BSNR)	78yy	
se il registro è diverso da zero, assoluto	(BSNA)	7Czzzz	
relativo a zero, incondizionato	(ZBSR)	BByy	
assoluto indicizzato, incondizionato	(BSXA)	BFzzzz	possibile solo l'uso con R3!
Ritorno dalla subroutine			
condizionato	(RETC)	14	
condizionato, con abilitazione dell'interrupt	(RETE)	34	

bit della parola di stato del programma. A questo punto, ci manca solo di chiarire le istruzioni che fanno riferimento a questi registri (riassunte in tabella 4).
Le istruzioni Load o Store si riferiscono al trasferimento di dati tra uno dei registri della Parola di stato e il registro 0 solamente. "Caricamento del byte superiore della parola di stato" (LPSU:92) ad esempio, carica il contenuto di R0 in PSU (Program Status Upper = byte superiore della parola di stato).
In pratica, queste istruzioni non vengono

usate spesso, perchè in molti casi le istruzioni Clear (con mascheramento) e Preset, (con mascheramento) sono più adatte allo scopo. "Clear il byte superiore della Parola di Stato, con mascheramento 40" (7440) azzera il

Si deve notare che non esiste una versione di "branch alla subroutine" di queste istruzioni.
- *"branch" all'indirizzo zero (alla subroutine) relativo, incondizionato.* Queste due istruzioni sono relativamente utili per il computer TV Games, poichè indicano un salto realtivo all'indirizzo 0000: l'indirizzo iniziale del programma "monitor"!
- *"branch (alla subroutine) indicizzato, assoluto, incondizionato".* Queste due istruzioni sono le uniche istruzioni "branch" indicizzate esistenti per questo set d'istruzioni. Il valore del registro indice (che deve essere

R3) viene sommato all'indirizzo assoluto specificato, e il salto avviene all'indirizzo risultante.
- *"ritorno a subroutine", condizionato.* Come prima, un codice di condizione viene specificato come parte di questa istruzione; se il codice di condizione attuale corrisponde a quello specificato, la subroutine viene conclusa. Una conclusione incondizionata di una subroutine è indicata dal codice di condizione 11, quindi l'istruzione "RETC, UN" si scrive in linguaggio macchina 17.

Tabella 4 Stato del Programma, Test, Comparazioni, Etc.

descrizione	esempio		commento
Caricamento Stato del Programma, byte sup.	(LPSU)	92	da R0
Caricamento Stato del Programma, byte inf.	(LPSL)	93	da R0
Memorizzazione Programma, byte sup.	(SPSU)	12	a R0
Memorizzazione Programma, byte inf.	(SPSL)	13	a R0
Cancellazione Stato Programma, byte sup., con masch.	(CPSU)	74 mm	mm = masch
Cancellazione Stato Programma, byte inf., con masch.	(CPSL)	75 mm	mm = masch
Preset Stato Programma, byte sup., con masch.	(PPSU)	76 mm	mm = masch
Preset Stato Programma, byte inf., con masch.	(PPSL)	77 mm	mm = masch
Test Stato di Programma, byte sup., con masch.	(TPSU)	B4mm	mm = masch
Test Stato di Programma, byte inf., con masch.	(TPSL)	B5mm	mm = masch
Test con mascheramento, immediato	(TMI)	F4mm . . . F7mm	R0 . . . R3
Comparazione con il registro R0	(COMZ)	E0 . . . E3	
Comparazione Immediata	(COMI)	E4xx . . . E7xx	xx = valore
Comparazione Relativa	(COMR)	E8yy . . . EByy	
Comparazione Assoluta	(COMA)	ECzzzz . . . EFzzzz	
Nessuna Operazione	(NOP)	C0	
Alt (dell'esecuzione)	(HALT)	40	

Esiste una variante di questa istruzione (RETE) che non solo conclude la subroutine, ma resetta anche il bit d'inibizione dell'interrupt. Questa variante non sembra molto utile, fino a quando non si è acquisita una sufficiente esperienza nell'uso della possibilità di interrupt ....
Il set completo delle istruzioni di "branch" è riassunto in tabella 3.

Stato del programma

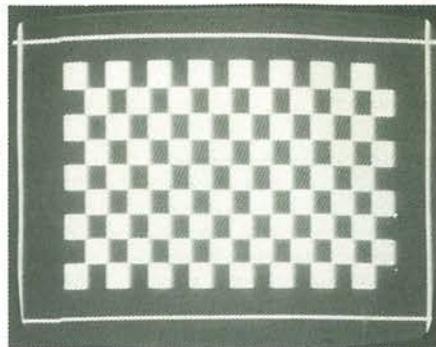
È stato poco fa chiarito il significato dei vari bit del "flag", senza influenzare gli altri bit del PSU.

Analogamente, "PPSL,RS" (7710) seleziona il secondo banco di registri. Infine, ogni bit (o combinazione di bit) in ciascuno dei registri della parola di Stato può essere testato: "Test sul byte superiore dello Stato del Programma, con mascheramento 40" (B440) fa settare a 00 il codice di Condizione se il "flag" è settato; altrimenti il codice di condizione assume il valore 10.

Tabella D

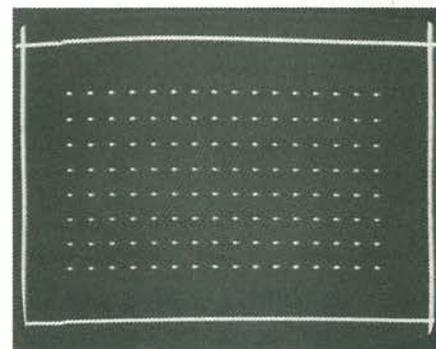
Con i programmi completi già presentati (tabelle A, B, C), è possibile modificare secondo le proprie esigenze forma e movimento degli oggetti. A questo punto, cosa si puo fare per colpirlo?
Innanzitutto, si deve modificare l'istruzione all'indirizzo 0962: invece di "9C0991" si deve impostare "9C099B". Il programma già esistente, viene modificato dall'indirizzo 0909 in questo modo:

Indirizzo	Codice	Istruzione	Commento
(098E	F800	BDRR, R0)	
0990	C0 C0	2 x NOP	questo blocco riserva lo spazio di memoria per il successivo caricamento di un'opportuno blocco di programma
0992	C0 C0	2 x NOP	
0994	C0 C0	2 x NOP	
0996	C0 C0	2 x NOP	
0998	C0 C0	2 x NOP	
099A	17	RETC, UN	
099B	F480	TMI, R0	è stato premuto il tasto "F"?
099D	9830	BCFR	
099F	7702	PPSL, COM	la coordinata orizzontale è compresa tra 57 e 5A?
09A1	E756	COMI, R3	
09A3	992A	BCFR	
09A5	E75B	COMI, R3	
09A7	9A26	BCFR	
09A9	E681	COMI, R2	la coordinata verticale è compresa tra 82 e 85?
09AB	9922	BCFR	
09AD	E686	COMI, R2	
09AF	9A1E	BCFR	
09B1	050A	LODI, R1	memorizza un dato casuale per la forma dell'oggetto
09B3	0D49AB	LODA, I-R1	
09B6	CD7F00	STRA, I/R1	
09B9	5978	BRNR, R1	
09BB	0564	LODI, R1	ritardo
09BD	0C1FCB	LODA, R0	
09C0	F440	TMI, R0	
09C2	9879	BCFR	
09C4	F977	BDRR, R1	
09C6	C0 C0	2 x NOP	ulteriore spazio riservato in memoria
09C8	C0 C0	2 x NOP	
09CA	C0 C0	2 x NOP	
09CC	1F0900	BCTA, UN	ripeti dall'indirizzo 0900
09CF	0C1E88	LODA, R0	è stato premuto il tasto "PC"?
09D2	F420	TMI, R0	
09D4	9C0945	BCFA	ripeti in caso di risposta negativa
09D7	3F05CD	BSTA, UN	salvataggio dello stato del programma e ritorno al Monitor
09DA	1F0014	BCTA, UN	

Una volta centrato accuratamente (!) l'oggetto, è possibile "farlo a pezzi" usando il tasto "F".

viene specificato un valore ben definito, e il CC può essere settato in tre modi: 01 per "maggiore di", 00 per "eguale a" e 10 per "minore di". Ci sono due cose da puntualizzare nell'uso di queste istruzioni: il significato effettivo di "maggiore di" (dato nel registro maggiore del dato specificato o viceversa; vedi le note in fondo al set di Istruzioni) e quale tipo di comparazione viene richiesto: tutti i valori da 80 a FF vengono trattati come numeri negativi (complemento a due)! Se il bit COM è posto a "1" (con l'istruzione 7702 = PPSL, COM) il risultato è una comparazione di tipo "logico": il dato viene trattato come un numero positivo binario di 8 bit.

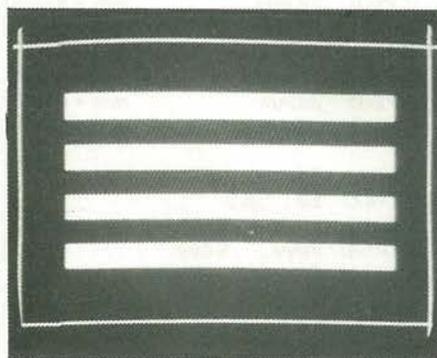
No operation

Una istruzione sorprendentemente utile! Quando il microprocessore incontra il codice "C0" passa semplicemente all'istruzione successiva. Ci sono due casi in cui questa istruzione si dimostra particolarmente utile: per "cancellare" istruzioni che appaiono su-

perflue, senza dover impostare il resto del programma, e per lasciare degli "spazi vuoti" nella memoria, per l'eventuale inserimento di ulteriori istruzioni in un secondo tempo.

Halt

Questa istruzione fa fermare il microprocessore, in maniera drastica. Il solo modo per far ripartire il programma è di usare il tasto "RESET" o di usare un'interrupt - sempreché non sia stato settato il bit di inibizioni dell'interrupt. Generalmente l'uso di questa istruzione risulta scomodo; nel computer TV Games, è preferibile usare un'istruzione di "ritorno al programma Monitor" (ad esempio IF0000 = BCTA,UN).

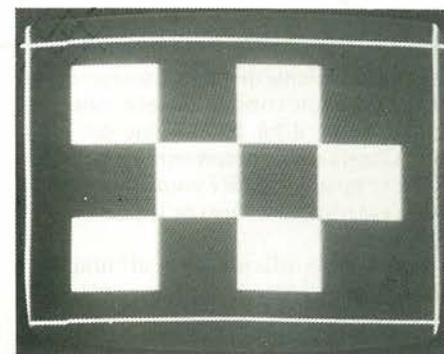
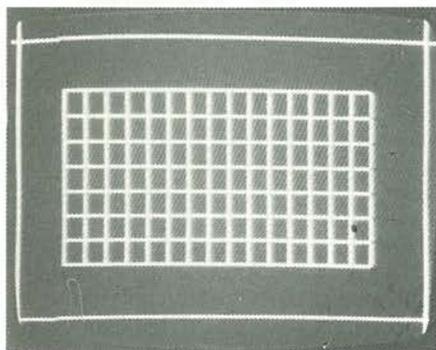
Alcuni accorgimenti

Le istruzioni finora spiegate sono sufficienti per programmi semplici. Le possibilità restanti verranno trattate nel prossimo numero. Nel frattempo, comunque si dimostre-

Test con mascheramento, comparazione

Con tutte le istruzioni di "branch" condizionato disponibili, ovviamente è utile avere delle istruzioni di trasferimento o di manipolazione dei dati riferite ad un registro che compiono questa operazione; ulteriori istruzioni, "Test con mascheramento, immediato" (TMI) e "Comparazione" (COM) possono settare il codice di condizione senza alterare in alcun modo i dati.

L'istruzione TMI è la più facile da usare: viene specificato un registro nella prima parte dell'istruzione ("F4" per il registro 0, "F5" per il Registro 1, e così via) e una "maschera" nella seconda parte. La "maschera" semplicemente specifica il bit da testare: "81" ad esempio, è 1000 0001 in binario e quindi verranno testati il primo e l'ultimo bit. Se, nei dati contenuti nel registro specificato, questi due bit valgono "1", il codice di condizione verrà settato a 00; altrimenti gli verrà assegnato il valore 10. Un esempio. Se il dato in R1 è 05, l'istruzione F501 (TM1, R1, 01) assegna al "codice di condizione" il valore 00 - in quanto il dato, 05, in binario è 0000 0101.

Invece l'istruzione F581 farà assumere a CC il valore 10; 0000 0101. L'istruzione di comparazione è fondamentalmente similare, ma è più precisa e più versatile - è anche più difficile da usare.

In questo caso, invece di una "maschera"

ranno utili alcuni accorgimenti.
Innanzittutto e da tenersi sempre presente: Inibire l'interrupt se il programma non ne richiede l'uso! Per il momento, è preferibile iniziare i programmi con l'istruzione "7620" (PPSU,1).
Ci sono molti modi per far terminare un programma. Tipicamente, uno dei testi (ad esempio "PC") viene usato per generare un salto al programma Monitor. Alcune varianti sono riportate alla fine della tabella A ... D. Lo stesso salto al Monitor può essere causato in molti modi. Il più semplice è l'uso dell'istruzione ZBRR: "9B00" può essere la soluzione, ma non l'abbiamo ancora provata. Una soluzione molto simile è "1F0000", già descritta in precedenza; l'abbiamo provata e normalmente funziona bene. A volte, tuttavia, nascono dei problemi senza una ragione apparente: in particolare, una riga di quadratini neri o linee in prossimità del lato sinistro dello schermo quando il programma viene fatto ripartire. Senza sapere esattamente perchè avviene questo fatto (può darsi che lo scopriamo entro il mese prossimo!) diamo altre tre possibili soluzioni:

- ritorno al Monitor con due istruzioni

0400	LODI, R0
1F0011	BCTA, UN

Notare, che in questo modo, il valore iniziale in R0 va perso; per questo, ritornando attraverso l'indirizzo 0000 il dato in R0 diventa sempre 09, come numerosi lettori noteranno!
- soluzione analoga, ma non verificata

20	EORZ, R0
9B11	ZBRR

Questa ha il vantaggio di trovarsi nella stessa zona di memoria di "1F0000", se quest'ultima causa errori.
- infine, se il valore contenuto in R0 deve essere memorizzato:

3F05CD	BSTA, UN
1F0014	BCTA, UN

Non chiedetevi la spiegazione di quest'ultima - richiederebbe una trattazione estesa del software del programma Monitor!
Una volta giunti al programma vero e proprio, si deve definire il funzionamento desiderato. Ovviamente, per programmi semplici, questa definizione può essere facilmente espressa a parole.
Il programma in tabella 1 ad esempio, è stato inizialmente titolato con "Cancella gli oggetti; definisci il colore del fondo; carica FF in tutti i byte del fondo". Per programmi più complicati, può essere indispensabile una descrizione più estesa e più raffinata - ad esempio con diagrammi di flusso - ma normalmente un programma complicato, può essere facilmente frazionato in numerosi semplici blocchi. Questi ultimi possono essere provati e verificati separatamente, prima di assemblarli tutti per ottenere il programma completo.
Una volta impostata una routine quasi completa, è decisamente consigliabile memorizzarla su nastro magnetico, prima di tentare la prima esecuzione di prova. Questa esperienza viene acquisita a proprie spese, quando indirizzamenti relativi errati provocano la memorizzazione di dati non significativi internamente al programma stesso. In questi casi l'unica soluzione è di reimpostare l'intero programma ...
Giunti alla fase di "de-bugging" (ricerca e correzione degli errori) del programma - quasi sempre necessaria, nessun programma funziona perfettamente al primo tentativo! - la routine 'Breakpoint" si dimostra estremamente utile allo scopo.
Ci sono tuttavia da fare due osservazioni. La prima, già accennata nel primo articolo, è che l'indirizzo di un "Breakpoint" deve essere il primo indirizzo di un'istruzione (è importante nel caso di istruzioni a più byte). Ad esempio, nel segnale blocco di programma:

0900	7620	PPSU, 11
0902	0400	LODI, R0
0904	0605	LODI, R2

i "Breakpoint" possono essere inseriti agli indirizzi 0900, 0902 e 0904, ma non agli indirizzi 0901, 0903, e 0905! La seconda osservazione è che l'inserimento dei "breakpoint" modifica il programma in quel punto. Se il "breakpoint" viene incontrato normalmente, il dato presente viene ripristinato automaticamente. Se le cose non vanno del tutto bene e si è costretti a usare il tasto "RESET" per il ritorno al programma Monitor, può essere necessario ripristinare manualmente dalla tastiera il dato perso!

La PV1 e la tastiera

I punti salienti della PV1 sono stati trattati nel primo articolo e i dati fondamentali sono forniti con il circuito stampato.
Un particolare, tuttavia, non ha ricevuto l'attenzione che merita - in quel momento non era chiara la sua utilità!
Il bit "VRLE", all'indirizzo 1FCB, assume

Tabella 5

060A	LODI, R2		ritardo totale: circa 0.2 secondi
0F1FCB	LODA, R3	ciclo d'attesa per VRLE	
F440	TMI, R3		
9879	BCFR, ≠		
FA77	BDRR, R2		

Tabella 6

0900	7620	PPSU, II	
0902	05AD	LODI, R1	cancellazione degli oggetti e del "fondo"
0904	0400	LODI, R0	
0906	CD5F00	STRA, I-R1	
0909	597B	BRNR, R1	
090B	0469	LODI, R0	colore
090D	CC1FC6	STRA, R0	
0910	052D	LODI, R1	caricamento del "fondo"
0912	04FF	LODI, R0	
0914	CD5F80	STRA, I-R1	
0917	060A	LODI, R2	ritardo
0919	0F1FCB	LODA, R3	
091C	F440	TMI, R3	
091E	9879	BCFR, ≠	
0920	FA77	BDRR, R2	
0922	5970	BRNR, R1	
0924	40	HALT	

Tabella E

Infine, cosa possiamo fare per dare un limite di tempo? Quanto segue:
- innanzitutto, riempire lo spazio di memoria riservato a partire dall'indirizzo 0990:

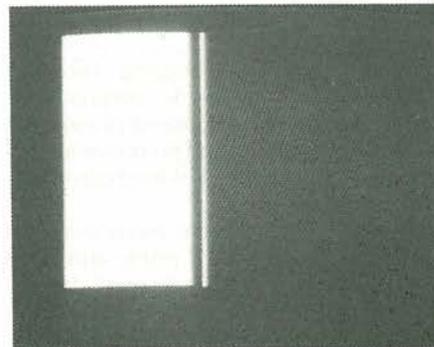
```
(Ø98E   F8ØØ    BDRR, RØ)
Ø99Ø    771Ø    PPSL, RS    } fai partire il "conteggio del tempo"
Ø992    E7ØØ    COMI, R3    } (R3 nel banco di registri superiore) non appena
Ø994    98Ø2    BCFR        } l'oggetto viene fatto muovere
Ø996    Ø7Ø9    LODI, R3
Ø998    751Ø    CPSL, RS
```

- analogamente, imposta da 09C6 in avanti:

```
(Ø9C4   F977    BDRR, R1)
Ø9C6    771Ø    PPSL, RS    } azzera R3' quando l'oggetto è in alto
Ø9C8    Ø7ØØ    LODI, R3
Ø9CA    751Ø    CPSL, RS
```

- modifica il dato all'indirizzo 0981: invece di "1F0945", l'istruzione diventa "1F09DD".
- all'indirizzo 09D4, l'istruzione viene modificata in "9C0976" (al posto di 9C0945).
- il programma viene esteso, dall'indirizzo 09DD in avanti, in questo modo:

```
(Ø9DA   1FØØ14  BCTA, UN)
Ø9DD    771Ø    PPSL, RS    } se il "conteggio del tempo" viene fermato
Ø9DF    E7ØØ    COMI, R3    } (R3'=00) presetta R2' per un conteggio
Ø9E1    98Ø4    BCFR        } di 1 secondo
Ø9E3    Ø619    LODI, R2
Ø9E5    1BØB    BCTR, UN
Ø9E7    CF1FC9  STRA, R3    } aggiorna il punteggio e decrementa R2'
Ø9EA    FAØ6    BDRR, R2
Ø9EC    Ø619    LODI, R2    } resetta R2' e decrementa R3'
Ø9EE    FBØ2    BDRR, R3
Ø9FØ    1BØ5    BCTR, UN
Ø9F2    751Ø    CPSL, RS    } ripeti la routine di controllo
Ø9F4    1FØ945  BSTA, UN    } dei tasti premuti
Ø9F7    CF1FC9  STRA, R3    } azzera il punteggio, cancella l'immagine
Ø9FA    Ø4FF    LODI, RØ    } sullo schermo (ci si potrebbe dimenticare!)
Ø9FC    CC1FC6  STRA, RØ    } e ripeti la routine di ritardo
Ø9FF    751Ø    CPSL, RS
ØAØ1    1FØ9BB  BSTA, UN
```

valore "1" alla fine di ogni trama; viene resettato alla fine dell'impulso di reset verticale (VRST) o durante la lettura. Questo significa che può essere letto "1" soltanto durante una trama. Come esempio, una semplice routine di "ritardo" è riportata in tabella 5. Sostanzialmente, succede che il microprocessore resta in ciclo d'attesa fino a quando VRLE diventa "1"; dopodichè decrementa il valore in R2 e ripete la scansione di VRLE se R2 non è diventato zero. Il risultato è un ritardo, all'incirca uguale al prodotto del valore in R2 per il periodo della trama (20ms). A scopo dimostrativo, questa routine può essere inserita nel blocco di "caricamento del fondo" nella tabella 1. Il risultato è riportato in tabella 6.
Infine, la tastiera. Ad ogni colonna corrisponde un'indirizzo: 1E88 per la colonna sopra il tasto "–", 1E89 e 1E8A per le due colonne successive, 1E8B per la colonna che include il tasto "RESET" (notare che questo stesso tasto non viene "scandito" nella disposizione della tastiera proposta!) e 1E8C ... 1E8E per le ultime tre colonne.
Leggendo la tastiera in questo modo, i 4 bit più a sinistra considerati come dati corrispondono ai quattro tasti della colonna - e

gli altri bit valgono tutti "1"! "1F" all'indirizzo 1E88, ad esempio, significa che è stato premuto il tasto "–"; "4F" all'indirizzo 1E8A corrisponde al tasto "8". Si deve anche notare che i rimbalzi dei contatti possono costituire un problema per questo tipo di tastiera a scansione rapida.

Una routine più sofisticata, che sfrutta in parte il software del Monitor, verrà descritta sul prossimo numero.

RCAS, WCAS e ESS

Le routine per Cassette sono state descritte negli articoli precedenti. Sembrerebbe che alcuni lettori abbiano avuto problemi nel caricamento delle registrazioni ESS, quindi saranno gradite alcune parole di chiarimento.
Supponendo l'uso di un registratore a cassette, la prima verifica da fare è che i programmi possano essere trasferiti dal computer al nastro magnetico, e ritornati al computer senza problemi. Questa verifica può essere fatta senza caricare sempre un programma: c'è sempre qualche dato in memoria! La sequenza di test è la seguente:
- premere il tasto "reset";
- premere il tasto "start" (dovrebbe essere visualizzato "1111")
- premere il tasto "WCAS" ("bEG=");
- impostare 0900, seguito da "+" ("bEG= 0900, End=");
- impostare 0FFF, seguito da "+" ("End= 0FFF, Sad=");
- impostare 0900, seguito da "+" ("SAd= 0900, FIL=1");
- impostare "1" ma non "+" (FIL = 1")
- far partire il registratore, predisposto in registrazione e regolare il livello a circa metà segnale
- premere il tasto "+"

L'indicatore di livello dovrebbe indicare piena modulazione al primo istante e subito dopo aver premuto il tasto "+"; dopodichè dovrebbe scendere lievemente (di pochi dB al disotto della piena modulazione).
Se le cose non vanno così, si dovrebbe correggere il regolatore di livello e quindi ripetere l'intera sequenza descritta. Una volta individuato il livello corretto, sarebbe opportuno prendere nota, come riferito in seguito.
Dopo aver terminato una registrazione

completa ad un livello corretto, i vari indirizzi impostati dovrebbero comparire sullo schermo. A questo punto per concludere il test:
- premere "RCAS" ("FIL =")
- impostare il numero del file, "1" ("FIL = 1")
- premere il tasto "–" (non "+")

Il messaggio "FIL—1" dovrebbe spostarsi sulla parte alta dello schermo. A questo punto il nastro può essere letto, e i dati registrati vengono comparati con i dati originali in memoria.
Durante questo tempo (circa 35 secondi) si dovrebbero vedere sullo schermo due punti che lampeggiano sopra il simbolo "–". Alla fine, dovrebbero riapparire tutti i dati originali con aggiunta la linea "PC=0900".
Se questo avviene, tutto funziona regolarmente e l'interfaccia cassette è perfettamente efficiente. Nell'ipotesi che la routine di test interrompa la verifica prima della fine della registrazione, visualizzando "Ad =

090A", ad esempio, vuol dire che c'è qualche malfunzione ...
Stando alla nostra esperienza, il problema dovrebbe risolversi allontanando il registratore dal TV.
Passo successivo. Le registrazioni ESS.
Ci si dovrebbe aspettare che registrando su nastro magnetico e quindi facendo caricare sul computer, le registrazioni dovrebbero funzionare. Nella maggioranza dei casi questo avviene, ma a volte il computer non accetta il programma senza una apparente ragione. (Messaggio: "Ad = ..."). Finchè i programmi sono sul "record" (ad eccezione dell'istruzione di (inibizione dell'interrupt al file n° 6, spiegato in precedenza) deve essere possibile ricaricarli. In situazioni particolarmente difficili è stata usata la seguente soluzione.
L'uscita del preamplificatore, a valle dei controlli di tono e di volume, viene inviata al computer TV games. Un numero di file alto 8 o 9) viene impostato con "RCAS" e viene fatto partire il nastro.
Dopo qualche regolazione sul controllo di volume, iniziano a lampeggiare rapidamente due puntini, sotto il simbolo "=", e compare sullo schermo il numero del file attuale.
Il trucco è di ritoccare il controllo di volume (e se necessario, il controllo di tono) fino a quando i puntini non lampeggiano in modo regolare e il secondo numero di file resta stabile per la durata di un intero programma del nastro. Una volta raggiunto lo scopo, i controlli di volume e di tono vengono lasciati regolati nella posizione ottimale, e ogni programma viene caricato sul computer (che dovrebbe ora funzionare) e da questo nuovamente al nastro.
In tempi successivi, i programmi possono essere richiamati affidabilmente da questo nastro.
Risolti questi problemi, faremo il possibile per rendere più facile il caricamento di ....

ESS 006

... la seconda registrazione con il software per il computer TV games, che questo articolo tratta, e che permette molto di più di quanto è stato descritto. Ci si può fare un'idea di quanto si ottiene da questi programmi guardando le fotografie presentate in queste pagine. Un programma converte il computer in un generatore di colori per TV; l'altro può essere considerato un aiuto per la programmazione. Contiene delle routine per comporre le forme degli oggetti e il fondo dello schermo - per controllare cosa si sta facendo - il calcolo dell'indirizzo relativo, discusso in precedenza, e una routine per la scansione del set di caratteri disponibile nel programma monitor, che verrà spiegata nel numero del prossimo mese.
Maggiori dettagli sull'uso di questi programmi sono forniti con la registrazione, che sarà disponibile il mese prossimo.

Conclusioni

Con le informazioni date in questo articolo, è possibile scrivere programmi di limitata complessità. Alcuni esempi sono inclusi in queste pagine. È giunto il momento di iniziare con la pratica - nel numero del mese prossimo verrà discusso quanto resta del set di istruzioni, e verranno date alcune routine di calcolo più complesse ... Dopo di questo, dovreste rendervi conto di quanto stiamo facendo!

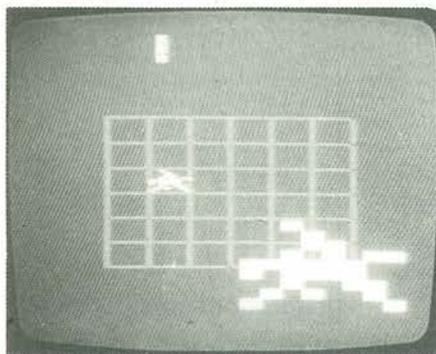
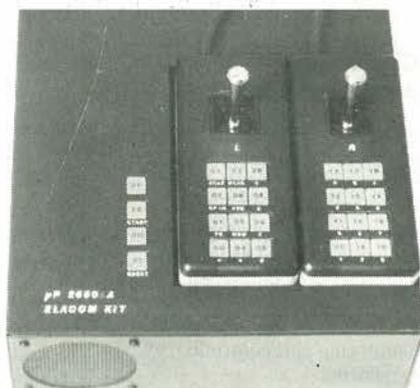



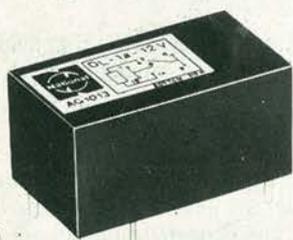
Tabella 7

```
0900  7620     PPSU, II
0902  3F0161   BSTA, UN    (cancellazione
0905  0630     LODI, R2     e inizializzazione della PVI)
0907  0508     LODI, R1
0909  0E492D   LODA, I-R2  (dati)
090C  CD4890   STRA, I-R1
090F  5978     BRNR, R1
0911  7710     PPSL, RS
0913  3F020E   BSTA, UN    (caricamento della MLINE)
0916  7510     CPSL, RS
0918  5A0A     BRNR, R2
091A  0C1E89   LODA, R0    ciclo d'attesa per il rilascio
091D  F410     TMI, R0     del tasto "+"
091F  1879     BCTR
0921  1F0038   BCTA, UN    ritorno al Monitor
0924  7710     PPSL, RS
0926  3F02CF   BSTA, UN    ciclo per lo "scrolling"
0929  7510     CPSL, RS
093B  1B5A     BCTR, UN
```

```
092D  17 A2 A2 A2 A2 A2 A2 17  sesta linea
0935  17 17 10 00 00 0D 17 17  quinta linea
093D  0A 17 11 00 BC 17 00 0F  quarta linea
0945  17 17 0D 00 0E 05 17 17  terza linea     DATI
094D  14 15 0A 0C BC 12 0C 0E  seconda linea
0955  0A 17 11 12 BC BC 11 0E  prima linea
```

Giusto per rendere più interessante l'attesa, i "trucchi" usati in questo programma verranno spiegati sul prossimo numero! L'indirizzo di partenza è 0900.

MERCATO

Relè a film di mercurio senza rimbalzo

La National offre un piccolo relè al mercurio che elimina completamente il fenomeno del rimbalzo sui contatti, durante la commutazione.
Il relè DL si differenzia dai tradizionali relè al mercurio per la possibilità di lavorare in qualsiasi posizione. Ciò è dovuto alla particolare astuzia col quale è stato realizzato.

Il nucleo del relé, che è anche il lato fisso del contatto NA, porta sulla testa una cavità in cui è allocata una piccolissima quantità di mercurio che rimane nella sua sede qualunque sia la posizione assunta per effetto dell'elevata tensione superficiale. Un piccolo diaframma metallico intagliato a spirale, forma l'altro lato del contatto. Il tutto è chiuso e tenuto in posizione in una capsula ermetica di metallo. Al momento dell'eccitazione, si determina una forza d'attrazione tra il nucleo ed il diaframma che si uniscono senza rimbalzare, grazie alla fluidità del mercurio.
Le caratteristiche sono: un contatto NA, esente da rimbalzo, con portata 24 W - 22 VA; disponibili con tensione d'alimentazione 5-6-12-24 Vcc; esecuzione sigillata con schermo magnetico; zoccolatura di tipo modulare DIP 16 piedini IC.

Elcontrol
Via dei Cardatori
Loc. Centergross
40050 Funo di Argelato
Tel.: 051/861254

Controllori programmabili

Facilmente programmabili grazie all'uso della simbologia tipica del linguaggio a relé e alla sua visualizzazione sull'apposito pannello video-programmatore, i controllori Gould Modicon sostituiscono vantaggiosamente le logiche a relé e le logiche statiche nelle più svariate funzioni di monitoring e di controllo sequenziale.
Di costruzione modulare, realizzati completamente allo stato solido per la massima affidabilità e rapida risposta, presentano come caratteristiche salienti: la possibilità di ottenere qualsivoglia configurazione di schema elettrico (fino a 10 contatti in serie per 7 rami in parallelo); la programmazione on-line e capacità di forzatura on-line da tastiera (anche in maniera indipendente dalle connessioni precedentemente impostate); la dotazione di temporizzatori su 3 cifre decimali e sequenzatori in software fino a 32 controllori programmabili fino a 4,6 Km tramite un doppino telefonico e, con una opportuna interfaccia, possibilità di allacciamento alla linea telefonica per realizzare un collegamento ad un centro-dati; la comparazione di matrici per una diagnostica degli stati ingresso-uscita.
I controllori Gould Modicon sono commercializzati in 3 principali modelli con differenti capienze di memoria, con differenti velocità operative, e per un numero massimo di 512 ingressi e 512 uscite.
È inoltre disponibile una configurazione speciale in grado di gestire fino a 15360 ingressi e 15360 uscite.

Applicazioni includono macchine e impianti per lavorazioni di serie, sorveglianza/collaudo, confezionamento/imballaggio, immagazzinamento e movimentazione interna nei più svariati settori industriali.

Elettronucleonica
P.zza De Angeli, 7
20146 Milano
Tel: 02/4982451

Preamplificatore a basso rumore

Il preamplificatore in package dual-in-line modello 9923 della Optical electronic è caratterizzato da una densità spettrale massima

di $5nV/\sqrt{Hz}$ con una impedenza di ingresso di 100 GΩ e da una corrente di rumore di 30 $fA/\sqrt{Hz}$.
Lo slew rate di 150V/µs del 9923 rende l'unità particolarmente adatta per l'impiego negli apparati ultrasonici, sonar, nelle telecomunicazioni e nelle apparecchiature radio.
La funzione principale del preamplificatore è quella di funzionare con un amplificatore di transimpedenza.
L'unità di tipo commerciale può funzionare in tutto il range di temperatura militare da −65°C a +125°C.

Syscom Elettronica
Via Gran Sasso, 35
20092 Cinisello B.
Tel: 02/6189251

Convertitore da sincro a digitale a 10 bit

La Computer Conversions Corporation ha in produzione una serie di moduli convertitori S/D a 10 bit, funzionanti da 50 a 400

Hz, che possono seguire velocità di ingresso di 36.000°/s senza aumento dell'errore introdotto.
I moduli SDC 410 ST misurano 66 x 79 x 11 mm e sono stati realizzati in modo da essere adatti per il montaggio su schede a circuito stampato.
Essi convertono ingressi sincro o resolver di 11,8 V o 90 V, 400 Hz o 90 V, 50-60 Hz, in uscite binarie parallele a 10 bit che rappresentano l'angolo con una precisione di ± 30 minuti di arco.
Non occorre alcun trasformatore esterno per il funzionamento da 50 a 400 Hz.
In tutto il range della temperatura di funzionamento non c'è degradazione della precisione, con variazioni di ± 10% dell'ampiezza e della frequenza e ± 5% dell'alimentazione.
I convertitori consumano solo 500 mW e offrono una sincronizzazione completa con un computer.
Le uscite digitali sono TTL/CMOS compatibili e i moduli accettano dati di ingresso bidirezionali.
Sono disponibili due versioni: una per il range di temperatura da 0 a 70°C e una per il range da — 55°C a ± 105°C.

Tekelec Airtronic
Via G. Mameli, 31
20100 Milano
Tel.: 02/7380641

Microhommetro digitale

Il modello OM20 della AOIP, pur essendo uno strumento da tavolo, grazie alla alimentazione anche da batteria incorporata può essere usato come strumento portatile.
L'apparecchio permette di misurare resistenze da 1 µΩ a 20 kΩ in 7 gamme.

Esso è particolarmente utile per le misure di resistenze capacitive e induttive di alternatori, trasformatori, bobine di relé ...
Può anche essere usato come misuratore di quozienti con un resistore standard e un'alimentazione esterna, in 2 gamme di misura da 0 al 20% o da 0 a 20 volte il resistore standard.
Le caratteristiche principali dell'OM20 sono: 20.000 punti di misura con polarità automatica; display a LED a 7 segmenti alto 11 mm; precisione pari a ± 0,05% della lettura ± 1 unità; controllo a compensazione degli errori di misura, alle f.e.m. termoelettriche parassite e alle resistenze di

MERCATO

contatto; batterie al piombo da 6 V, 5 AH (con un'autonomia di 6-8 ore) con caricatore incorporato a protezione contro le scariche prolungate; protezione contro le operazioni errate fino a 220 Vca e i sovraccarichi dovuti alla misura di resistenze induttive.
Lo strumento, che misura 215 x 88 x 259 mm, pesa 3 Kg circa con la batteria.

Ampere
Via Scarlatti, 26
20124 Milano
Tel.: 02/200265

Termometro digitale portatile

Alimentato sia con una batteria interna ricaricabile al Ni-Cad che dalla rete a 115/230 Vca, il termometro modello 5800 della

Omega Engineering offre alta versatilità e precisione e una eccezionale ripetibilità, particolarmente quando si devono misurare temperature molto basse.
Quattro ranges selezionabili mediante la scelta di un pulsante.
Lo strumento è comodissimo da trasportare, anche grazie alla robusta custodia di cuoio di cui è dotato.
Ciascun termometro viene collaudato e sottoposto ad un burn-in di 100 ore.

Omega Engineering Inc.
Box 4047
Stamford, Connecticut 06907

Alimentatore per il funzionamento a 200°C

La Venus Scientific ha la HT-25, una linea di convertitori stabilizzati da c.a. a c.c., studiati per far funzionare i fotomoltiplicatori di tubi geiger, in condizioni di temperatura severe, in presenza di shock e vibrazioni.
Completamente protetta contro la polarità inversa in ingresso e i cortocircuiti in uscita, l'unità è compensata in temperatura in tutto il range di temperatura da −25°C a +185°C e non si danneggia neppure se lavora nel range di temperatura da −40°C a +200°C.

L'HT-25 funziona con un ingresso a 15V e fornisce un'uscita con una tensione che va da 1000V con una corrente di 175 μA.

Venus Scientific Inc.
399 Smith, St Farmingdale
NY 11735
USA

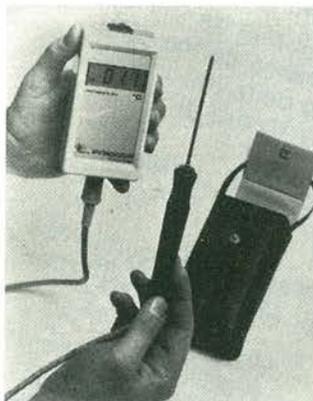
Calcolatore da ufficio

Il modello P 312 della Philips è un calcolatore compatto, di bell'aspetto, che si presenta sotto la forma di una scrivania che contiene tutte le memorie interne, l'unità centrale di elaborazione e il leggio per l'operatore, diversi dispositivi integrati di ingresso e di uscita e degli adattatori di periferiche.
Le unità a dischi flessibili integrati e l'alimentazione frontale sono le caratteristiche

peculiari del modello P312.
La capacità di memoria è pari a 16 o 32 Kbytes, la lunghezza delle parole è variabile e il sistema di programmazione è il PHOCAL.
Il formato delle varie istruzioni è variabile.
Il contenuto della memoria e le informazioni dell'unità centrale sono protette dalla mancanza di alimentazione della rete per 4 ore, grazie ad una batteria in tampone.
La stampante, con una matrice 9×9 punti, può stampare caratteri maiuscoli e minuscoli, con una velocità di 100 caratteri al secondo e con una velocità di tabulazione di 150 posizioni al secondo. Può stampare un originale e 5 copie.

Philips
Sez. Scienza & Industria
V.le Elvezia, 2
20052 Monza
Tel: 039/36351

Termometro digitale portatile

Si tratta del Pyrocor della Coreci, uno strumento compatto, autosufficiente ed estremamente preciso.
Alimentato con 2 batterie da 9V, esso ha un display a cristalli liquidi alti 12,5 mm, la polarità automatica e la linearizzazione continua.
Tra le altre caratteristiche ci sono un tempo di risposta di 1s per una variazione del 100%, una

temperatura di funzionamento da 0 a 50°C e una capacità di conteggio di ±2000 punti per il voltmetro digitale.
I ranges di temperatura standard per le onde sono da −100 a +200°C e da −50°C a +800°C e da +600°C a +1200°C. Sono comunque disponibili anche tipi di sonde diverse.

Coreci
4 rue Desparmet, BP
8237 Lyon Cedex 2
France

Display a cristalli liquidi

Forniti sia con polarizzatori riflettenti che trasparenti, i displays IEE-Polaris della Industrial Electronic Engineers vengono forniti equipaggiati con connettori strip dual-in-line, adatti per il montaggio su schede a circuito stampato oppure con zoccoli standard.
Possono avere da $3^1/_2$ ad 8 digits, hanno caratteri alti da 8,89 a 17,78 mm, un basso consumo tipico di 25 μW e possono funzionare con tensioni da 4,5 a 13,5V.
Il range di temperatura di funzionamento va da −10°C a +90°C con alti livelli di umidità e da −10°C a +55°C con bassi livelli di umidità.
Facilmente leggibile anche con la luce del sole diretta e compatibili con i circuiti di pilotaggio CMOS a bassa tensione, questi displays sono disponibili in 2 modelli, un modello economico e uno ad alte prestazioni per l'impiego in ambienti difficili.

Industrial Electronic Engineers Inc.
7740 Lemona Ave
Van Nuys, CA 91405
USA

Diodi RF in contenitore SOT-23

La KSW Electronics Corp. produce diodi PIN in contenitore SOT-23. Questo tipo di contenitore si dimostra utile per applicazioni in circuiti ibridi e in particolare in circuiti UHF dove è necessaria una bassissima induttanza dei reofori.
Il Diodo Turning Hyperabrupt KV 31S1 ha una capacità di 11,5 pF a 3 V e 2,3 pF a 25 V di polarizzazione inversa.
Il Q del diodo è tipicamente di 300 a 3 V e a 50 MHz.
Il diodo PIN commutatore RF DS35A2 è caratterizzato da una capacità di soli 0,8 pF a 20 V di polarizzazione mentre la resistenza in conduzione è di soli 0,5 Ω con 5 mA di corrente diretta.

Questi dispositivi tutti a basso costo e incapsulati in plastica, sono completamente collaudati e meccanicamente adatti per saldatura a riflusso.
La possibilità di saldare a mano il microminiaturizzato SOT-23 amplia le applicazioni nei circuiti a microonde.

Syscom Elettronica
Via Gran Sasso, 35
20092 Cinisello B.
Tel.: 02/6189251

WESTON

multimetri digitali
strumenti digitali da pannello

NUOVO PREZZO L. 180.000

CARATTERISTICHE GENERALI MOD. 6000

Polarità: Automatica bipolare
Display:1999 con indicazione della polarità (12,7 mm LCD)
Memorizzazione della lettura: La chiusura interruttore sull'apposita sonda inserita agli ingressi "HOLD" e "COM" fissa a tempo indefinito la lettura (sonda in opzione)
Sonda per misure di temperatura
Alimentazione: 2 pile da 9 V
Avvertimento bassa carica pile: Lampeggiamento della lettura durante le ultime 10 ore di funzionamento
Indicazione di fuori portata: Visualizzazione "1888" con "1" e "888" alternati
Peso: 625 grammi pile comprese
Dimensioni: 178 × 146 × 58 mm.

Caratteristiche	Tensioni continue	Tensioni alternate	Corrente continua	Corrente alternata	Resistenze
Risoluzione	100 microvolt	100 microvolt	100 microAmpere	1 microAmpere	0,1 ohm
Portata massima	1000 Volt	1000 Volt	10 Ampere	10 Ampere	20 Megaohm

RAPPRESENTANZA ESCLUSIVA PER L'ITALIA:

metroelettronica

Viale Cirene, 18 - 20135 Milano - tel. 54.62.641 - tlx 312168 METRON I
Via C. Lorenzini, 12 - 00137 Roma - tel. 82.72.841
Via Beaumont, 15 - 10138 Torino - tel. 54.30.12 - 54.64.36

ORDINE D'ACQUISTO

VI PREGO DI INVIARMI CONTRASSEGNO N. ....
MULTIMETRI DIGITALI WESTON AL PREZZO DI L. 180.000

SIGNOR ....

INDIRIZZO ....

....

FIRMA .... DATA ....

EK 3/80

servizi elektor per i lettori

elektor printservice (servizio elektor circuiti stampati)

Numerose realizzazioni di Elektor sono accompagnate dal disegno del circuito stampato. La maggior parte di questi circuiti possono essere forniti serigrafati e forati, pronti ad essere montati e possono essere ordinati direttamente a Elektor oppure richiesti presso tutti i punti di vendita GBC in Italia e i rivenditori di materiale elettronico più qualificati.
Il termine di consegna per l'invio per corrispondenza può, in certi casi, essere di circa un mese.
Richiamiamo l'attenzione dei lettori sul fatto che i circuiti stampati commercializzati sono chiaramente indicati su ogni numero della rivista e che non possono essere richiesti circuiti diversi da quelli che appaiono in questo elenco.

domande tecniche

Questo servizio è a completa disposizione dei lettori; al riguardo Elektor precisa che:

1. Tutte le richieste indirizzate alla redazione, tecniche ed altre, devono essere accompagnate da una busta affrancata per la risposta con l'indirizzo del richiedente.
2. Non viene data evasione a richieste non concernenti articoli pubblicati da Elektor.
3. Non è normalmente possibile fornire informazioni circa il collegamento di una realizzazione di Elektor con una apparecchiatura esistente; per fare ciò infatti l'apparecchiatura dovrebbe essere conosciuta dai tecnici di Elektor. Una eventuale risposta non potrà che essere basata sulla comparazione delle specifiche tecniche fra la realizzazione di Elektor e l'apparecchiatura in questione.
4. Domande relative a disponibilità di componenti troveranno quasi sempre risposta negli annunci pubblicitari delle varie ditte.

   Consigliamo i lettori di guardare attentamente la pubblicità.

Elektor si augura che i suoi lettori prenderanno nella dovuta cònsiderazione le note sopra esposte che hanno lo scopo di prevenire un inutile sovraccarico di lavoro per la redazione, che nuocerebbe alla qualità dei successivi articoli.